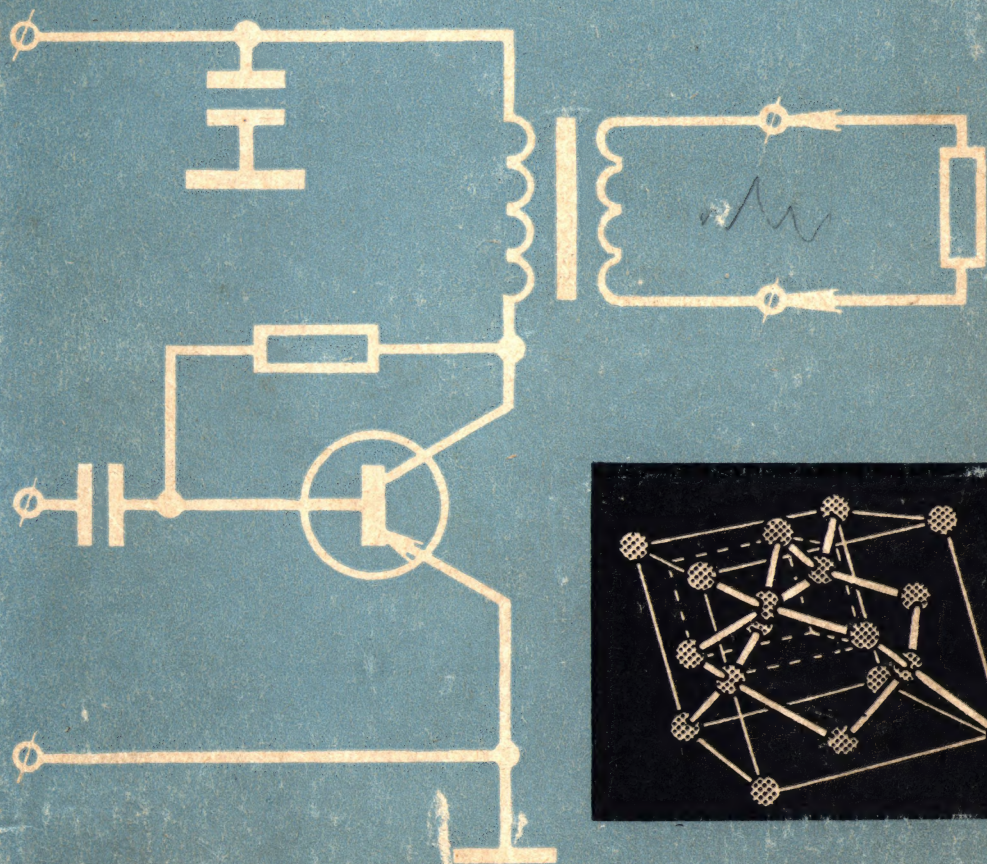
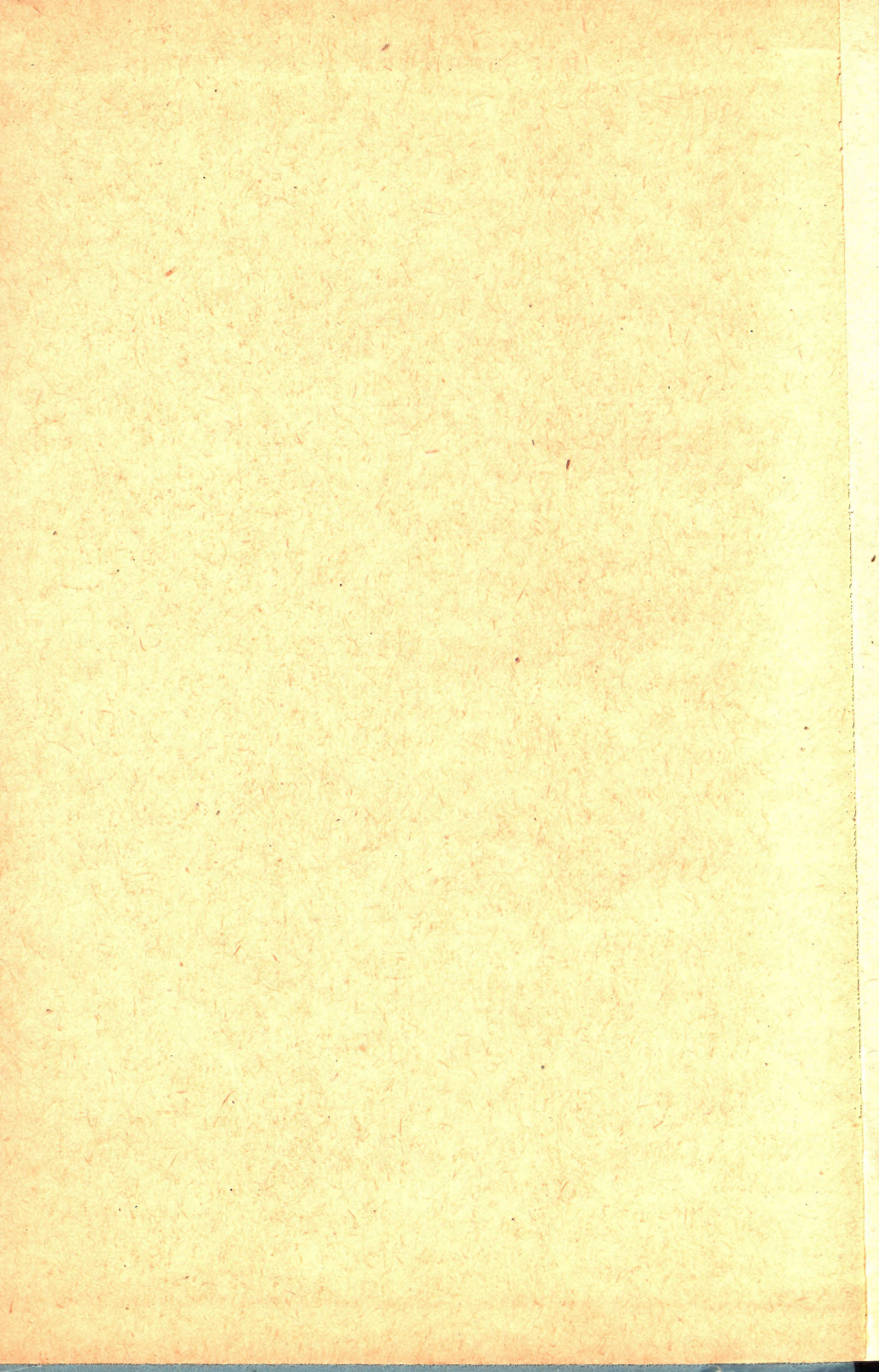


транзисторные усилители

В. Г. ЛЕВИЧЕВ





В. Г. ЛЕВИЧЕВ

ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

ВОЕННОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МИНИСТЕРСТВА ОБОРОНЫ СССР
МОСКВА—1967

УДК 621.378(07)

В. Г. Левичев

ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В книге рассматриваются типовые схемы усилителей на плоскостных транзисторах. Их анализу предшествует объяснение физических процессов, происходящих в полупроводниках и полупроводниковых приборах.

Для качественного и количественного анализа свойств усилителей широко используются статические и динамические характеристики транзисторов, а также их собственные и четырехполюсные параметры.

Работа основных схем иллюстрируется графиками мгновенных значений токов и напряжений, что позволяет читателю наглядно уяснить физическую сущность процесса усиления полезного сигнала.

Книга предназначена в качестве учебного пособия для учащихся средних радиотехнических учебных заведений (военные училища, техникумы). Она также будет полезной для широкого круга лиц, занимающихся изучением полупроводниковой техники.

ПРИНЯТЫЕ СОКРАЩЕНИЯ

1. Одиночные характеристики

- АЧХ — амплитудно-частотная характеристика;
ФЧХ — фазо-частотная характеристика;
КДХ — коллекторная динамическая характеристика;
БДХ — базовая динамическая характеристика;
ЭДХ — эмиттерная динамическая характеристика;
ЛПТ — линия постоянного тока;
ЛИР — линия исходного режима;
ГДМП — гипербола допустимой мощности потерь.

2. Семейства статических характеристик

- КСХ — коллекторные статические характеристики;
КСХТ — коллекторные статические характеристики по току;
КСХН — коллекторные статические характеристики по напряжению;
БСХ — базовые статические характеристики;
БСХТ — базовые статические характеристики по току;
БСХН — базовые статические характеристики по напряжению;
ЭСХ — эмиттерные статические характеристики;
ЭСХТ — эмиттерные статические характеристики по току;
ЭСХН — эмиттерные статические характеристики по напряжению.

3. Точки на характеристиках

- ТИР — точка исходного режима;
ТНТ — точка нулевого тока;
ТНН — точка нулевого напряжения;
ТНТК — точка нулевого тока коллектора;
ТННК — точка нулевого напряжения коллектора;
ТНТБ — точка нулевого тока базы;
ТННБ — точка нулевого напряжения базы;
ТНТЭ — точка нулевого тока эмиттера;
ТННЭ — точка нулевого напряжения эмиттера.

4. Разные сокращения

- СНЗ — свободные носители зарядов;
ООС — отрицательная обратная связь;
БООС — безынерционная отрицательная обратная связь;
ИООС — инерционная отрицательная обратная связь.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Усилители на транзисторах за последние годы получили массовое применение в самой различной электронной аппаратуре. Они все более вытесняют из нее усилительные лампы.

Широкое внедрение транзисторов в радиотехнические устройства, электронные вычислительные машины, физические приборы, аппаратуру управления ракетами и искусственными спутниками Земли объясняется их многими достоинствами.

Транзисторы имеют малые габариты, ничтожный вес, большой срок службы и высокую механическую прочность. По сравнению с электронными лампами транзисторы более экономичны по потреблению электрической энергии и в ряде случаев обладают меньшим уровнем собственных шумов.

Основными недостатками транзисторов являются значительный разброс и заметная зависимость параметров от температуры.

Первый недостаток транзисторов постепенно устраняется по мере совершенствования технологии их изготовления. Второй недостаток существенно снижается применением различных способов температурной стабилизации исходного режима усилителей.

Полупроводниковым приборам посвящена довольно обширная литература, но до сих пор еще нет систематизированного курса по полупроводниковым усилителям для учащихся средних радиотехнических учебных заведений.

Предлагаемая книга содержит краткое, но достаточно полное и систематизированное изложение основного материала по усилителям на плоскостных транзисторах.

Основное внимание в книге уделяется объяснению физических процессов. Математический аппарат не выходит за пределы программ средних радиотехнических учебных заведений.

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

§ 1.1. Обобщенная схема усилительного каскада

Усилителем называют устройство, предназначенное для увеличения мощности электрических колебаний (сигналов) без изменения их формы или частотного спектра. Поэтому на выходе любого усилителя мощность полезных сигналов больше, чем на входе.

Процесс усиления электрических колебаний состоит в преобразовании энергии постоянного тока источника питания усилителя в энергию создаваемых выходных сигналов. В транзисторном усилителе этот процесс осуществляется транзистором.

В схеме усилителя транзистор выполняет роль переменного сопротивления, включенного в цепь источника постоянного тока, за счет энергии которого создаются выходные сигналы. При этом мощность, управляющая сопротивлением транзистора, оказывается значительно меньше управляемой мощности.

Источник энергии, расходуемой на управление транзистором, называют источником усиливаемых колебаний или источником сигнала. Любой источник сигнала обладает электродвижущей силой и внутренним (выходным) сопротивлением.

Форма ЭДС реального сигнала, подводимого ко входу усилителя, обычно бывает довольно сложной и разнообразной. Такой сигнал содержит много гармонических составляющих. Для упрощения теоретических расчетов усилителей обычно считают, что входной сигнал является синусоидальным, т. е. представляет собой простейшее гармоническое колебание. Такой сигнал называют испытательным. Его частоту и величину можно изменять в определенных пределах. Это условие значительно упрощает количественный и качественный анализ усилительных и энергетических свойств многих усилителей.

В дальнейшем будем обозначать мгновенное значение синусоидальной ЭДС источника сигнала $e_{и.с.}$, действующее значение $E_{и.с.}$ и амплитудное значение $E_{m.и.с.}$. Внутреннее (выходное) сопротивление источника сигнала обозначим в общем случае $Z_{и.с.}$.

Если его можно считать активным, то будем писать $R_{и.с.}$. Условное изображение источника усищаемого сигнала показано на рис. 1.1.

Мощность, потребляемая усилителем от источника сигнала, выделяется только на его входном активном сопротивлении. В общем случае входное сопротивление усилителя является комплексным и обозначается $Z_{вх.}$. Его всегда можно представить в виде активной $R_{вх.}$ и реактивной $X_{вх.}$ составляющих, включенных параллельно (рис. 1.2). Реактивная составляющая входного сопротивления может иметь емкостный или индуктивный характер.

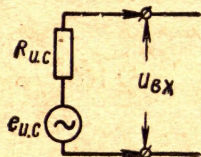


Рис. 1.1. Условное изображение источника усищаемого сигнала:

$U_{вх.}$ — напряжение на входе усилителя

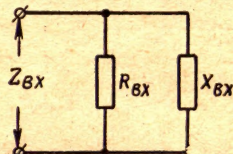


Рис. 1.2. Входное сопротивление усилителя

У большинства транзисторных усилителей в рабочем диапазоне частот $R_{вх.} \ll X_{вх.}$. Поэтому можно считать $Z_{вх.} \approx R_{вх.}$. Такое допущение значительно упрощает количественные расчеты, а их точность получается вполне достаточной.

Поскольку усиленный сигнал создается в выходной цепи транзистора, то эту цепь можно условно представить состоящей из генератора ЭДС с мгновенными значениями $e_{вых.}$, имеющего внутреннее (выходное) сопротивление $Z_{вых.}$. Если это сопротивление допустимо считать активным, то будем писать $R_{вых.}$. К эквивалентному генератору транзистора подключается сопротивление нагрузки $Z_{н.}$. Если нагрузка активна по характеру, то ее сопротивление обозначают $R_{н.}$. На данном сопротивлении и выделяется полезная мощность выходного сигнала.

На основании приведенных рассуждений можно составить условную обобщенную схему транзисторного усилительного каскада в виде, изображенном на рис. 1.3.

Условность приведенной схемы усилителя состоит в том, что на ней транзистор представлен в качестве устройства, создающего выходной сигнал. На самом же деле транзистор не является источником электрической энергии. Он выполняет роль переменного сопротивления, которое вместе с сопротивлением нагрузки $R_{н.}$ подключается к источнику питания реальной схемы усилителя. Этот источник питания на схеме не показан. В заключение заметим, что ЭДС в выходной цепи усилителя существует только при наличии ЭДС входного сигнала. Более того, ЭДС $e_{вых.}$ представ-

ляет собой определенные функции от ЭДС источника усиливаемого сигнала $e_{и.с}$ и от ее частоты. Выяснение этих зависимостей составляет одну из основных задач теоретического анализа усилителей. В процессе ее решения обычно требуется определить, какими амплитудными и частотными свойствами обладает усилитель.

Под амплитудными свойствами усилителя понимают его способность усиливать сигналы различной величины (амплитуды). Под частотными свойствами усилителя понимают его способность усиливать синусоидальные сигналы различной частоты.

При теоретических и экспериментальных исследованиях усилителей термином «сигнал» можно называть любые переменные на-

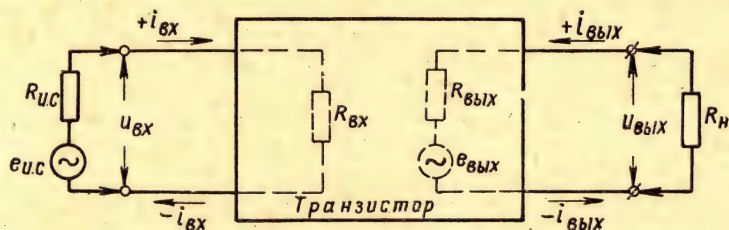


Рис. 1.3. Обобщенная схема транзисторного усилительного каскада:
 $R_{вх}$ — входное сопротивление усилителя; $R_{вых}$ — выходное сопротивление усилителя

пряжения или переменные токи. Поскольку они могут действовать во входной или выходной цепи усилителя, то и сигнал может быть входным или выходным.

В оконечных (выходных) усилителях интересуются также энергетическими свойствами усилителя, под которыми понимают эффективность процесса преобразования энергии источника питания в энергию выходных полезных сигналов. Энергетические свойства усилителя оцениваются при помощи его коэффициента полезного действия и коэффициента гармоник.

§ 1.2. Классификация транзисторных усилителей

По виду усиливаемых сигналов транзисторные усилители принято разделять на усилители гармонических сигналов и усилители импульсных сигналов.

Усилитель гармонических сигналов чаще всего используется для усиления колебаний звуковых частот. В процессе усиления таких сигналов необходимо сохранять их частотный спектр и амплитудные соотношения всех гармонических составляющих. Фазовые сдвиги между отдельными составляющими могут быть нарушены, т. е. в усилителе гармонических сигналов допускается наличие фазовых искажений, так как при слуховом восприятии звуковых сигналов фазовые искажения незаметны.

Усилители импульсных сигналов предназначены для усиления периодических импульсов напряжения (или тока) без искажения их формы. Для этого в процессе усиления недостаточно сохранить частотный состав усиливаемых колебаний и их амплитудные соотношения. Необходимо еще сохранить неизменными и фазовые сдвиги между всеми составляющими усиливаемых импульсов.

По характеру нагрузки транзистора усилители разделяют на неизбирательные (апериодические) и избирательные (резонансные). На входе неизбирательных усилителей обычно действуют сигналы только одного источника. На входе избирательных усилителей одновременно могут действовать сигналы различных источников. В этом случае задача усилителя состоит в преимущественном (избирательном) усилении только тех сигналов, на частотный спектр которых настроена нагрузка транзистора, которой обычно служит колебательный контур. Среди избирательных усилителей в особую группу выделяют полосовые усилители. Нагрузка транзистора полосового усилителя состоит из нескольких колебательных контуров, связанных между собой. Настройка связанных контуров обычно неизменна.

Неизбирательные усилители в свою очередь делят на реостатные, трансформаторные, дроссельные, реостатно-трансформаторные и реостатно-дроссельные. Наибольшее применение из них получили реостатные и трансформаторные усилители.

Транзисторные усилители разделяют также на усилители напряжения, усилители тока и усилители мощности. В усилителе напряжения всегда $U_{\text{вых}} > U_{\text{вх}}$. В усилителе тока или мощности данное условие может не выполняться.

Возможно деление транзисторных усилителей и по другим признакам (назначению, ширине полосы пропускания, режиму работы транзистора, числу усилительных каскадов и т. д.).

В данной книге рассматриваются основные типы транзисторных неизбирательных усилителей.

§ 1.3. Основные показатели транзисторного усилителя

Эффективность работы транзисторного усилителя оценивают по ряду его показателей. К ним относятся: коэффициенты усиления по напряжению K_u , по току K_i , по мощности K_p ; входное $R_{\text{вх}}$ и выходное $R_{\text{вых}}$ сопротивления; нелинейные, частотные, фазовые и переходные искажения; коэффициент шума $F_{\text{ш}}$.

Значение перечисленных показателей зависит от схемы усилителя, его назначения, вида и величины усиливаемых сигналов, параметров источника входного сигнала, величины и характера сопротивления нагрузки, а также от других факторов. Так, например, переходными искажениями интересуются только в случае усиления импульсных сигналов, а коэффициентом шума — только при усилении сигналов очень малой величины.

Не вдаваясь в подробности всех вопросов, рассмотрим кратко основные показатели транзисторного усилителя применительно к его обобщенной схеме.

Коэффициент усиления по напряжению K_u показывает, во сколько раз напряжение полезного сигнала на выходе усилителя отличается от напряжения на входе. Практически может быть $K_u \leq 1$.

Коэффициент усиления по току K_i показывает, во сколько раз ток полезного сигнала на выходе усилителя отличается от тока на входе. Практически может быть $K_i \leq 1$.

Коэффициент усиления по мощности K_p показывает, во сколько раз мощность полезного сигнала на выходе усилителя больше, чем на входе.

Практически всегда $K_p > 1$. Схему, в которой $K_p < 1$, нельзя называть усилителем.

Определение коэффициентов усиления часто осуществляют в логарифмических единицах — децибелах.

За основу такого измерения взяты соотношения:

$$K_{p(\text{дб})} = 10 \lg K_p; \quad (1.1)$$

$$K_{u(\text{дб})} = 20 \lg K_u; \quad (1.2)$$

$$K_{i(\text{дб})} = 20 \lg K_i. \quad (1.3)$$

Входным сопротивлением усилителя называют сопротивление между его входными зажимами при условии, что к ним подведено напряжение усиливаемого сигнала. Следовательно, это сопротивление для переменного тока сигнала.

В области средних рабочих частот усилителя оно активно и определяется по формуле

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{m\text{вх}}}{I_{m\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}}. \quad (1.4)$$

На этом сопротивлении выделяется мощность входного сигнала

$$P_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}^2}{R_{\text{вх}}} = \frac{U_{m\text{вх}}^2}{4R_{\text{вх}}}. \quad (1.5)$$

Для источника сигнала входное сопротивление усилителя является нагрузкой. Из рис. 1.3 ясно, что

$$U_{\text{вх}} = E_{\text{и.с}} \cdot \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + R_{\text{и.с}}}. \quad (1.6)$$

Отсюда видно, что входное сопротивление усилителя желательно иметь как можно больше внутреннего сопротивления источника сигнала.

Выходным сопротивлением усилителя называют сопротивление между его выходными зажимами при условии, что ЭДС источ-

ника сигнала, подключенного к входным зажимам, равна нулю, а сопротивление нагрузки R_H отключено.

Выходное сопротивление усилителя рассчитывают теоретически для средней области рабочих частот. При этом условии данное сопротивление можно считать активным. Его величина зависит от параметров транзистора и сопротивления источника входного сигнала $R_{и.с}$.

Нелинейные искажения возникают в усилителе только при усилении сигналов значительной величины. Основной причиной их появления в транзисторном каскаде является кривизна входной динамической характеристики транзистора.

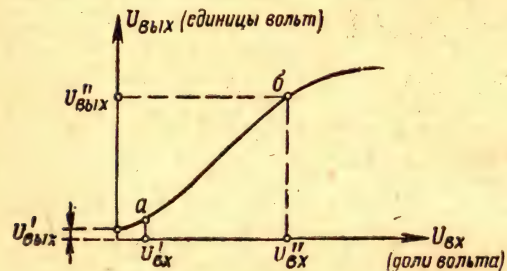


Рис. 1.4. Амплитудная характеристика усилителя

Результатом нелинейных искажений является изменение формы сигнала и его частотного спектра. Так, например, при усилении большого синусоидального сигнала на выходе усилителя сигнал может быть несинусоидальным. В составе такого сигнала, кроме полезного синусоидального

колебания, содержатся также его высшие гармоники. Чем больше отличается форма выходного сигнала от синусоидальной, тем больше амплитуды высших гармоник.

В большинстве практических случаев величина нелинейных искажений, возникающих в усилителе, оценивается при помощи коэффициента гармоник K_g , который численно представляет собой квадратный корень из отношения мощности P_g , выделяемой на активной нагрузке усилителя всеми высшими гармониками выходного сигнала, к мощности P_1 , создаваемой его первой гармоникой:

$$K_g = \sqrt{\frac{P_g}{P_1}}. \quad (1.7)$$

Для теоретического расчета величин P_g и P_1 существуют различные графо-аналитические методы, широко известные из учебников по ламповым усилителям. Обычно допускаемая величина коэффициента гармоник бывает порядка нескольких процентов.

Приблизительное представление о величине нелинейных искажений можно получить из анализа внешнего вида амплитудной характеристики усилителя (рис. 1.4). Эта характеристика показывает зависимость величины выходного напряжения усилителя от величины входного напряжения при условии, что входное напряжение синусоидальное, а его частота равна средней частоте рабочего диапазона.

На амплитудной характеристике можно указать участок ab ,

в пределах которого существует прямая пропорциональность между входным и выходным напряжениями. В интервале входных напряжений от $U'_{вх}$ до $U''_{вх}$ нелинейные искажения в усилителе практически не возникают. При входном напряжении, большем, чем $U''_{вх}$, нелинейные искажения обусловлены кривизной динамической характеристики транзистора. При входном напряжении, меньшем $U'_{вх}$, нелинейные искажения возникают за счет внутренних шумов усилителя. Для нормальной работы усилителя необходимо иметь $U_{вх. мин} > U'_{вх}$ и $U_{вх. макс} < U''_{вх}$, где $U_{вх. мин}$ и $U_{вх. макс}$ — минимальное и максимальное напряжения усиливаемых сигналов на входе усилителя.

Частотные искажения возникают в усилителе при усилении сложных сигналов, состоящих из многих простейших гармонических колебаний. Частотные искажения нарушают нормальное соотношение амплитуд элементарных составляющих усиливаемого сигнала, и поэтому его форма на выходе усилителя оказывается иной, чем на входе, хотя частотный состав сигналов в процессе усиления не изменяется.

Неодинаковый коэффициент усиления усилителя на разных частотах получается ввиду наличия в его схеме реактивных сопротивлений, величина которых зависит от частоты.

Коэффициенты усиления в области средних, нижних и верхних частот усилителя соответственно будем обозначать K_c , K_n и K_v .

У большинства транзисторных усилителей $K_n < K_c$ и $K_v < K_c$, но могут быть отдельные случаи, когда на некоторых частотах оказывается $K_n > K_c$, а $K_v > K_c$.

При технических расчетах транзисторных усилителей широко пользуются понятием коэффициента частотных искажений. Его принято обозначать буквой M . Коэффициент частотных искажений равен отношению усиления на средних частотах усилителя к усилению на данной частоте

$$M = \frac{K_c}{K} \quad (1.8)$$

Обычно на граничных рабочих частотах $f_{н.г}$ и $f_{в.г}$ низкочастотного усилителя допустимо иметь $M \leq 1,41$. При большей величине коэффициента M в области спектра рабочих частот частотные искажения становятся заметными на слух.

Спектр частот, заключенный между граничными частотами $f_{н.г}$ и $f_{в.г}$, называют полосой пропускания усилителя и обозначают Δf . Таким образом,

$$\Delta f = f_{в.г} - f_{н.г} \quad (1.9)$$

Полоса пропускания является условной величиной, так как ее граничные частоты могут соответствовать различным коэффициентам частотных искажений.

Если усилитель состоит из нескольких каскадов, то результирующий коэффициент частотных искажений (на какой-либо частоте сигнала) определяется по формуле

$$M_{\text{рез}} = M_1 M_2 M_3 \dots M_n. \quad (1.10)$$

При пользовании формулой (1.10) все коэффициенты M должны определяться на одной частоте.

В данной книге принято, что $M_{н.г} = M_{в.г} = \sqrt{2}$. Следовательно, полоса пропускания всех рассматриваемых усилителей определяется на уровне 0,707 от K_c . Это условие позволяет заметно упростить многие расчетные формулы и понимание основных вопросов.

Фазовые искажения возникают в усилителе одновременно с частотными искажениями, так как обуславливаются одними и теми же элементами схемы. Они нарушают нормальные фазовые сдвиги между различными гармоническими составляющими усиливаемого сигнала и дополнительно изменяют форму выходного сигнала.

Ухо человека фазовых искажений не воспринимает. Поэтому при расчете усилителей звуковой частоты фазовые искажения не учитываются.

В импульсных усилителях фазовые искажения всегда должны учитываться, так как они могут явиться одной из причин искажения формы усиливаемых импульсов.

Переходные искажения возникают в усилителе при усилении импульсных сигналов, создаются реактивными элементами схемы усилителя и являются результатом изменения энергии в их электрических или магнитных полях. Следовательно, эти искажения обусловлены переходными процессами, происходящими в различных цепях усилителя при быстрых изменениях величины входного напряжения. В результате переходных процессов происходит искажение усиливаемых импульсов, а также возникает временное запаздывание выходного сигнала.

Количественную оценку переходного режима усилителя производят по его переходной характеристике, которая представляет собой временную зависимость мгновенного значения выходного напряжения, возникающего при единичном скачке напряжения на входе усилителя. Переходная характеристика усилителя снимается экспериментально или рассчитывается теоретически. Она наглядно отражает процесс перехода схемы из одного стационарного состояния к другому стационарному состоянию.

Типичные переходные характеристики импульсных усилителей изображены на рис. 1.5. На этих характеристиках показано:

t_n — время нарастания выходного напряжения от одного до другого условного уровня (чаще всего от 0,1 до 0,9 установившейся величины). Установившаяся величина выходного напряжения при единичном скачке входного напряжения численно

равна коэффициенту усиления в области его средних рабочих частот;

$t_{сп}$ — время медленного спадаания выходного напряжения от одного до другого условного уровня;

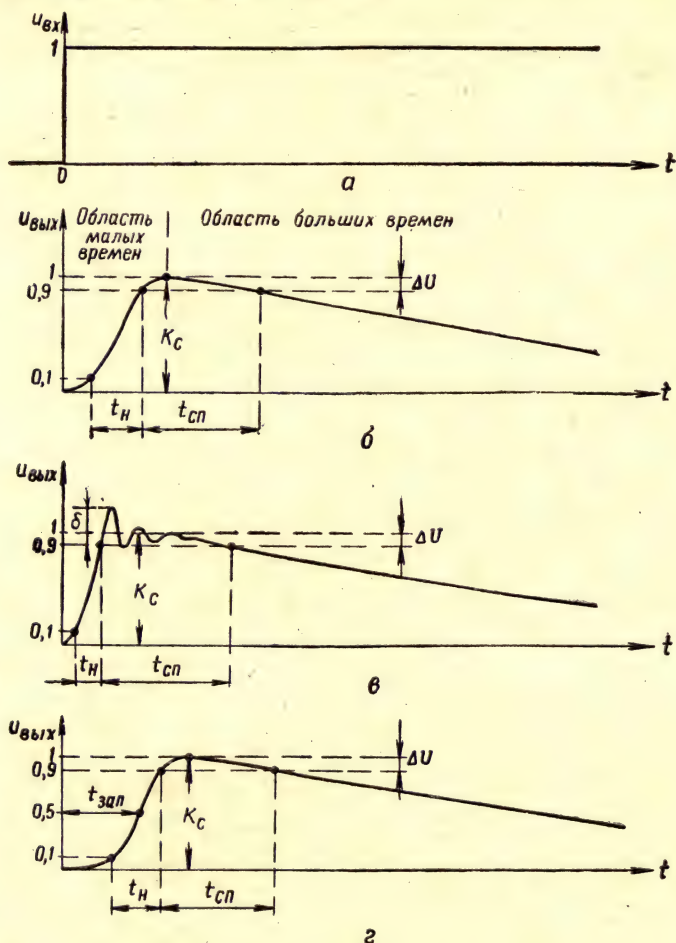


Рис. 1.5. Типичные переходные характеристики импульсных усилителей

$t_{зап}$ — время запаздывания выходного напряжения, определяемое на половинном уровне его установившейся величины. Обычно его называют временем прохождения сигнала (импульса) через усилитель;

δ — наибольший выброс выходного напряжения над его установившейся величиной;

ΔU — спад выходного напряжения за время $t_{сп}$.

Располагая переходной характеристикой усилителя, можно судить о возможности его использования для усиления импульсов различной длительности. Ориентировочно будем считать, что усилитель может успешно усиливать импульсы с длительностью

$$\tau_n \geq (5 \div 20) t_n$$

Более короткие импульсы усиливаются с недопустимо большими искажениями фронтов.

ГЛАВА II

ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНЫЕ ПЕРЕХОДЫ

§ 2.1. Кристаллическая решетка и собственная проводимость четырехвалентного полупроводника

В настоящее время исходными материалами для изготовления полупроводниковых диодов и транзисторов преимущественно служат германий и кремний — элементы четвертой группы периодической системы Д. И. Менделеева.

На внешних орбитах атомов германия и кремния вращается по четыре электрона. Они называются валентными и обуславливают взаимную связь между соседними атомами вещества, а также участвуют в процессе электропроводности. Остальные электроны атомов германия и кремния тесно связаны с ядрами.

Ядро и связанные с ним электроны всех внутренних орбит атомов германия и кремния составляют атомный остаток вещества с зарядом $+4$. Следовательно, атом элемента является совокупностью атомного остатка и валентных электронов.

Германий и кремний относятся к группе твердых кристаллических полупроводников. Их атомы расположены в определенном порядке, напоминающем объемную решетку (рис. 2.1).

Однородный материал с периодической пространственной структурой кристаллической решетки, одинаковой в трех измерениях, называют монокристаллом. Устойчивая структура решетки монокристалла получается за счет парного движения валентных электронов по общим орбитам соединяющихся атомов. Общие

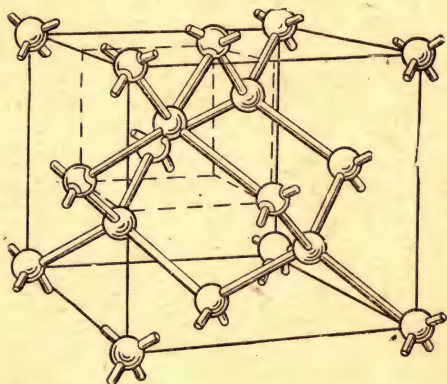


Рис. 2.1. Объемное изображение кристаллической решетки четырехвалентного полупроводника

орбиты парных электронов охватывают ядра соседних атомов, как показано на рис. 2.2. Такая взаимная двухэлектронная связь между соседними атомами вещества называется ковалентной связью. Она обеспечивает равновесие сил отталкивания и притяжения, действующих в решетке монокристалла.

Приведенная условная модель образования ковалентных связей является довольно наглядной. Однако удобнее пользоваться

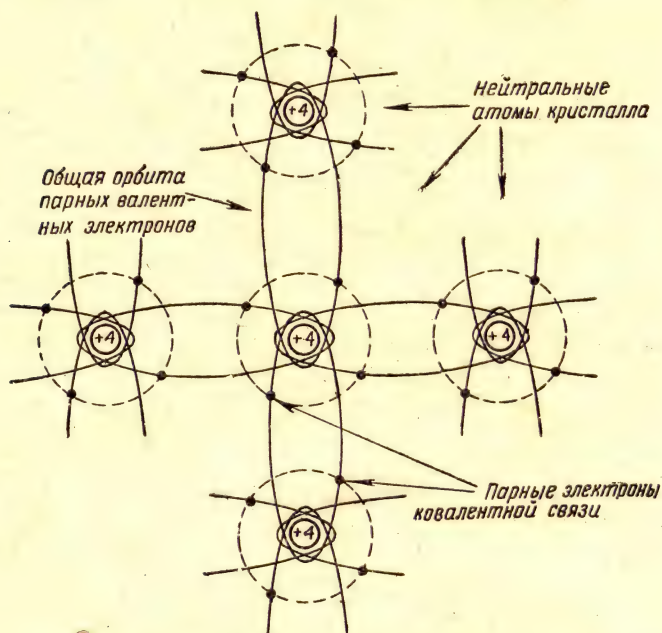


Рис. 2.2. Модель образования ковалентных связей в четырехвалентном кристалле

более простым способом изображения кристаллической решетки. Два возможных варианта такого изображения показаны на рис. 2.3.

Восемь линий вокруг каждого атомного остатка четырехвалентного элемента показывают, что ковалентные связи в данном кристалле осуществляются всеми валентными электронами. Поэтому в пространстве кристаллической решетки свободных носителей зарядов нет. Проводимость такого кристалла равна нулю, т. е. он является диэлектриком.

У германия и кремния такое состояние кристаллической решетки наблюдается только при температуре абсолютного нуля (-273°C) и отсутствии влияния других энергетических факторов (света, радиоактивного облучения и т. д.).

Из всех внешних факторов, способных увеличивать энергию кристалла, будем учитывать только тепло, так как полупроводниковые диоды и транзисторы защищены от воздействия света своим корпусом, а радиоактивное облучение обычно отсутствует.

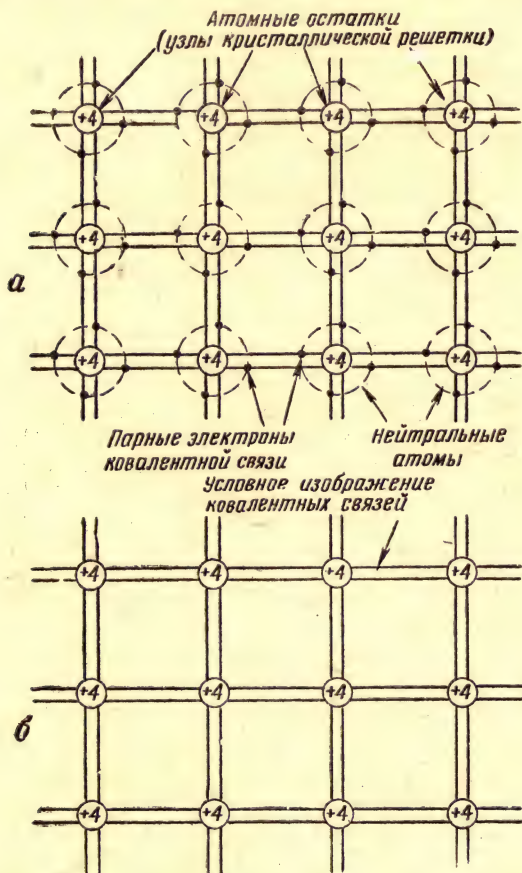


Рис. 2.3. Возможные способы плоскостного символического изображения кристаллической решетки четырехвалентного кристалла

В естественных условиях из-за воздействия тепла ковалентные связи частично нарушаются. Это означает, что некоторые валентные электроны покидают свои орбиты. При нарушении ковалентных связей в пространстве кристаллической решетки появляются свободные электроны. Они совершают непрерывное хаотическое движение.

Свободные места, оказавшиеся на общих орбитах валентных электронов, условно называют дырками (рис. 2.4, а). Каждая

дырка может быть представлена как физическая частица с положительным зарядом, равным по величине заряду электрона. Можно считать, что дырка находится в том месте кристаллической решетки, где нарушена ковалентная связь (рис. 2.4, б).

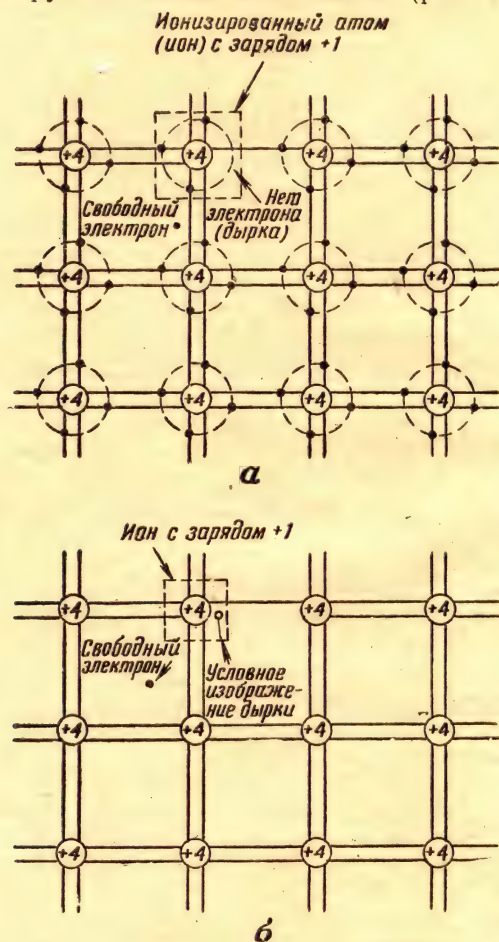


Рис. 2.4. Возникновение (генерация) дырки и свободного электрона в результате разрыва ковалентной связи

Процесс образования свободных носителей зарядов (электрона и дырки) сопровождается ионизацией атома, так как атом, лишенный одного валентного электрона, становится ионом с зарядом $+1$ *.

* Строго говоря, при образовании свободного электрона происходит очередная ионизация двух соседних атомов, связанных только одним оставшимся электроном ковалентной связи.

Если дырку займет электрон из соседнего атома, то дырка «перейдет» в новое место кристалла. Таким образом дырки совершают движение в пространстве кристаллической решетки. Фактически движение дырок означает перемещение валентных электронов от одного атома к другому. Такое движение электронов можно рассматривать так же, как самостоятельное перемещение в противоположном направлении свободных носителей положительных зарядов, т. е. дырок. Такое допущение упрощает объяснение физических процессов, происходящих в полупроводниковых приборах.

На основании сказанного можно считать, что в кристалле с частично нарушенными ковалентными связями свободными носителями зарядов (СНЗ) являются электроны и дырки.

В кристалле без посторонних примесей концентрация свободных электронов n_i всегда равна концентрации дырок p_i *. Величина концентрации парных СНЗ зависит от температуры полупроводника. При неизменной температуре их концентрация вполне определена и постоянна.

При рекомбинации СНЗ в результате хаотического движения электронов и дырок (когда свободный электрон занимает вакантное место на внешней орбите атома) происходит выделение энергии. За счет освободившейся энергии рекомбинации мгновенно происходит нарушение одной из ближайших ковалентных связей, т. е. совершается процесс генерации электрона и дырки. Оба эти процесса одновременны, так как при рекомбинации пары носителей зарядов выделяется столько энергии, сколько ее необходимо для нарушения одной ковалентной связи.

С повышением температуры кристалла число генерируемых электронов и дырок возрастает. При этом увеличивается и вероятность их рекомбинации. Однако первый процесс преобладает над вторым, концентрация парных СНЗ увеличивается, приближаясь к концентрации собственных атомов вещества.

Если к полупроводнику приложить разность потенциалов (рис. 2.5), то в нем возникнет электрическое поле с напряженностью $E = \frac{U}{l} \left[\frac{e}{cm} \right]$. Под действием электрического поля электро-



Рис. 2.5. Полный ток, протекающий через полупроводник, состоит из электронной составляющей I_n и дырочной составляющей I_p

* Буквенные обозначения n_i и p_i происходят от трех английских слов: negative — отрицательный; positive — положительный и intrinsic — чистый, беспримесный.

ны и дырки будут перемещаться в противоположном направлении, создавая электрический ток.

Атомные остатки кристалла остаются в фиксированных положениях, хотя они и заряжены, так как силы их ковалентных связей значительно больше сил, созданных внешним электрическим полем. Поэтому при прохождении тока в кристалле полупроводника его химический состав и структура сохраняются неизменными. Неизменна также и концентрация свободных носителей зарядов, если прохождение тока не вызывает повышения температуры кристалла.

Таким образом, проводимость однородного (чистого) полупроводника создается за счет свободных электронов, покинувших свои орбиты, и такого же количества образовавшихся дырок. Проводимость, обусловленную только парными носителями электрических зарядов, называют собственной электропроводностью полупроводника. Она обусловлена наличием в нем свободных электронов с концентрацией n_i и дырок с концентрацией p_i . При этом $n_i = p_i$. Полупроводник, в котором имеется только собственная электропроводность, называется собственным полупроводником или полупроводником i -типа.

Средняя скорость направленного перемещения СНЗ при воздействии электрического поля пропорциональна его напряженности E :

$$V = \mu E. \quad (2.1)$$

В этом уравнении коэффициент пропорциональности μ называется **подвижностью** СНЗ. Физический смысл коэффициента можно уяснить из уравнения 2.1, если взять $E = 1$ в/см. Отсюда становится ясно, что подвижностью заряженной частицы называется скорость ее перемещения в электрическом поле с напряженностью, равной одному вольту на сантиметр.

Подвижность μ имеет размерность $\frac{\text{см}^2}{\text{в} \cdot \text{сек}}$.

Величина подвижности электронов μ_n и дырок μ_p зависит от материала полупроводника и его температуры. В кремнии подвижность СНЗ примерно в три раза меньше, чем в германии.

Очевидно, что с повышением температуры кристалла перемещения СНЗ становятся более хаотичными. Поэтому возрастает частота столкновений их с узлами кристаллической решетки. По этой причине происходит уменьшение средней скорости направленного перемещения электронов и дырок. Следовательно, подвижность СНЗ с повышением температуры всегда уменьшается.

От подвижности и концентрации СНЗ в полупроводнике зависит его проводимость. В чистом германии и кремнии она сравнительно невелика, так как в собственном полупроводнике одна пара СНЗ приходится на громадное количество атомов кристаллической решетки этих элементов. Так, например, в германии при комнатной температуре один свободный электрон и одна дырка

приходятся на полтора — два миллиарда атомов кристалла, а в кремнии — примерно на три тысячи миллиардов атомов. О величине проводимости материала можно судить по его удельному сопротивлению.

§ 2.2 Полупроводники *n*-типа и *p*-типа

Полупроводниковые диоды и транзисторы изготавливаются из германия и кремния с примесью пяти- или трехвалентных элементов. Процесс добавления к собственному полупроводнику пяти- или трехвалентных элементов называется легированием.

Примеси придают полупроводнику резко выраженную электронную или дырочную проводимость. Ее называют примесной электропроводностью, а германий и кремний с примесями — примесными полупроводниками. Кристаллическая решетка четырехвалентного полупроводника с небольшим количеством пентавалентной примеси (обычно мышьяка или сурьмы) имеет вид, показанный на рис. 2.6, *а*.

Из рисунка видно, что введение примеси не нарушает структуру кристалла и только в некоторых узлах кристаллической решетки атомы четырехвалентного элемента замещаются атомами примеси. При этом четыре валентных электрона примесного атома обеспечивают создание ковалентных связей с соседними атомами германия (или кремния), а его пятый электрон оказывается избыточным.

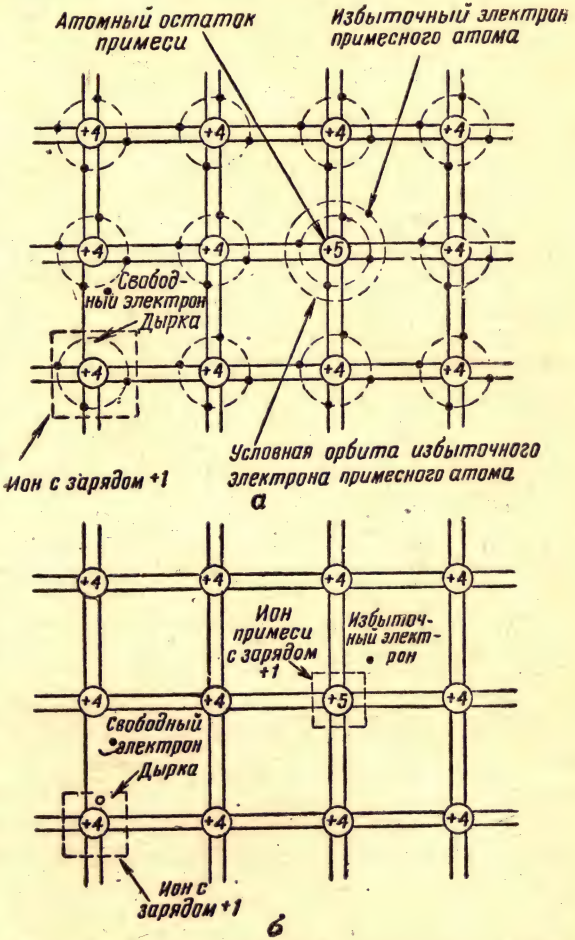


Рис. 2.6. Возможные способы плоскостного символического изображения кристаллической решетки четырехвалентного полупроводника с примесью пентавалентного элемента

Избыточный электрон пятиявалентного атома вращается по своей орбите, сила его притяжения к ядру очень мала. Для освобождения избыточного электрона требуется совсем незначительная энергия (сотые доли электрон-вольта). Это означает, что даже при весьма низкой температуре кристалла (порядка -100°C) избыточный электрон пятиявалентного атома будет свободным (рис. 2.6, б). По этой причине атом пятиявалентной примеси, находясь в узле кристаллической решетки, всегда ведет себя как неподвижный ион с зарядом $+1$. Он компенсирует отрицательный заряд избыточного электрона, и кристалл в целом остается нейтральным.

Поскольку в четырехвалентном полупроводнике с примесью пятиявалентного элемента получается свободных электронов больше, чем дырок, то его проводимость оказывается преимущественно электронной. Это означает, что основными носителями зарядов являются электроны, а неосновными — дырки.

Элементы, дающие полупроводнику избыточные электроны, являются для него донорной примесью*. Полупроводник с донорной примесью называют полупроводником с электронной электропроводностью или полупроводником n -типа. Его условно изображают в трех вариантах (рис. 2.7). Донорную примесь часто называют просто донором.



Рис. 2.7. Три варианта изображения примесного полупроводника n -типа

При добавлении в четырехвалентный полупроводник небольшого количества трехвалентного элемента (обычно индия или галлия) его кристаллическая решетка принимает вид, показанный на рис. 2.8, а.

Из рисунка видно, что введение в германий или кремний трехвалентных атомов также не нарушает структуру кристалла; только теперь в некоторых узлах кристаллической решетки атомы четырехвалентного элемента оказываются замещенными атомами трехвалентной примеси.

Но у каждого трехвалентного атома не хватает одного электрона для образования необходимых ковалентных связей с четырьмя соседними атомами, поэтому одна из связей оказывается незаполненной. Несмотря на это, атом примеси является ней-

* Донор означает дающий.

тральным. Такое состояние примесного атома не бывает продолжительным, так как даже при небольшом тепловом возбуждении кристалла электрон одного из соседних атомов переходит в свободную ковалентную связь (рис. 2.8, б). Следовательно, примесный атом становится отрицательным ионом, а вблизи него образуется дырка, которая затем может переместиться в любое место кристалла.

Таким образом, каждый атом трехвалентной примеси практически всегда захватывает на одну из своих внешних орбит электрон соседнего атома четырехвалентного полупроводника. Такая примесь в полупроводнике называется акцепторной.

Поскольку отрицательный заряд иона акцепторной примеси скомпенсирован положительным зарядом дырки, образовавшейся при разрыве одной из соседних ковалентных связей, то в целом кристалл нейтрален. Число дырок в нем преобладает над числом свободных электронов, и они являются основными подвижными носителями электрических зарядов. По этой причине полупроводник с акцепторной примесью называют полупроводником с дырочной электропроводностью или полупроводником *p*-типа.

Его условные изображения показаны на рис. 2.9. Акцепторную примесь часто называют акцептором.

Характерная особенность примесных полупроводников заключается в том, что при неизменной температуре произведение кон-

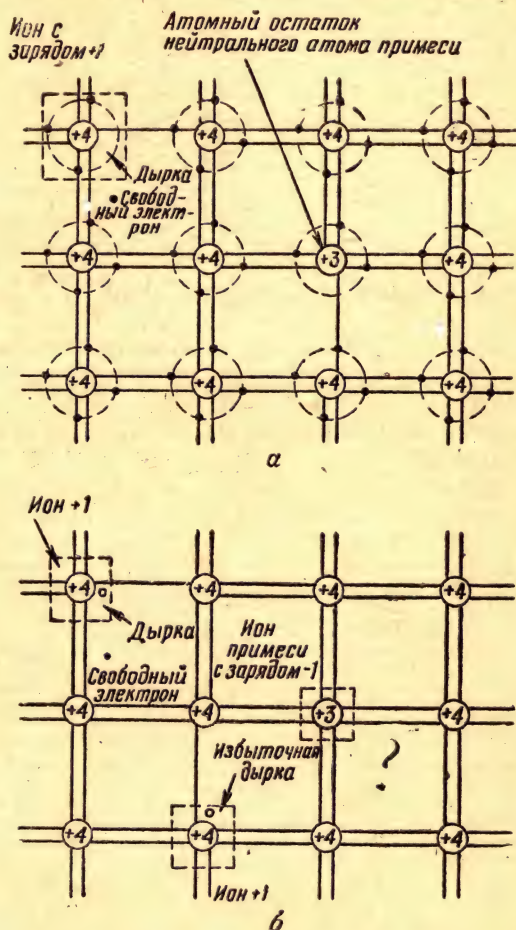


Рис. 2.8. Возможные способы плоскостного символического изображения кристаллической решетки четырехвалентного полупроводника с примесью трехвалентного элемента

* Акцептор означает захватывающий, забирающий.

центрации свободных электронов n на концентрацию дырок p является величиной постоянной при любом количестве разных примесей (доноров и акцепторов):

$$np = n_i p_i = n_i^2 = p_i^2. \quad (2.2)$$

Следовательно, при данной температуре примесного полупроводника увеличение числа свободных электронов всегда со-

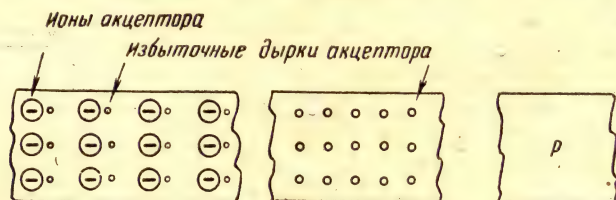


Рис. 2.9. Три варианта изображения примесного полупроводника p -типа

провождается пропорциональным уменьшением числа дырок, и наоборот. Этим и объясняется то обстоятельство, что при добавлении весьма небольшого количества примеси в полупроводник одни носители заряда становятся основными, а другие — неосновными.

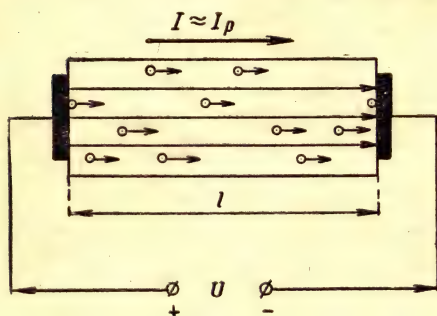


Рис. 2.10. Процесс проводимости в полупроводнике с дырочной электропроводностью

Концентрация свободных носителей зарядов в собственном или примесном полупроводнике, обусловленная только температурой, называется равновесной.

Для полупроводника n -типа уравнение (2.2) записывается в следующем виде:

$$n_n p_n = n_i p_i = n_i^2 = p_i^2, \quad (2.3)$$

где n_n и p_n — равновесная концентрация электронов и дырок в полупроводнике n -типа; очевидно, что $n_n \gg p_n$.

Для полупроводника p -типа уравнение (2.2) записывается в виде

$$n_p p_p = n_i p_i = n_i^2 = p_i^2, \quad (2.4)$$

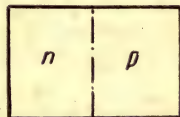
где n_p и p_p — равновесные концентрации электронов и дырок в полупроводнике p -типа; практически всегда $n_p \ll p_p$.

Заметим, что в примесном полупроводнике, так же как и в собственном, происходит процесс непрерывного разрушения и восстановления ковалентных связей. Однако собственная проводи-

мость в полупроводнике с примесями ничтожно мала по сравнению с примесной проводимостью.

Поясним процесс проводимости в полупроводнике с дырочной электропроводностью. Для этого воспользуемся рис. 2.10. Пренебрегая пока собственной проводимостью такого полупроводника, считаем, что в нем свободными носителями зарядов являются только дырки. Под воздействием электрического поля, созданного в кристалле напряжением U , возникает направленное движение дырок к правому контакту. Когда дырка подходит к контакту, совершается переход электрона из внешней цепи. Это означает, что в полупроводнике у правого контакта происходит заполнение свободной ковалентной связи. При этом наблюдаются два явления. С одной стороны, выделяется энергия рекомбинации, а с другой — кристалл на мгновение перестает быть нейтральным. Он приобретает отрицательный заряд.

В результате этого происходит мгновенная отдача избыточного электрона во внешнюю цепь из ближайшей к левому контакту орбиты ковалентной связи. Следовательно, у левого контакта образуется избыточная дырка. В момент ее генерации поглощается энергия, выделенная при рекомбинации. Возникшая дырка начинает свое направленное движение в полупроводнике к правому контакту.



§ 2.3. Понятие об электронно-дырочном переходе

Рис. 2.11. Вариант изображения плоскостного n - p -перехода

Кристалл примесного полупроводника с однородной проводимостью (n -типа или p -типа) способен пропускать ток в любом направлении. Поэтому полупроводниковые приборы из кристаллов с однородной проводимостью не изготавливаются.

Работа полупроводниковых диодов и транзисторов основана на использовании свойств электронно-дырочных переходов. Электронно-дырочным переходом (n - p -переходом) называется область монокристалла полупроводника, разделяющая его на две части с различными типами проводимостей.

На рис. 2.11 показано условное изображение плоскостного n - p -перехода. При этом предполагается, что структура монокристалла полупроводников n - и p -типов одинакова и в области соприкосновения его двух частей не нарушена. Для создания n - p -переходов разработаны специальные технологические процессы, которые непрерывно совершенствуются.

Электронно-дырочный переход обладает резко выраженной односторонней проводимостью. Именно это свойство n - p -перехода и лежит в основе работы всех полупроводниковых приборов.

Плоскость, разделяющая кристалл на две части с различными примесными атомами (донорами и акцепторами), называется металлургическим переходом (МП).

§ 2.4. Потенциальный барьер n - p -перехода

Предположим, что удалось получить монокристалл, имеющий n - p -переход с очень резким изменением типа проводимости (рис. 2.12). Выше уже было отмечено, что такой переход называют металлургическим. Пусть при этом концентрация атомов доноров N_d в n -области равна концентрации атомов акцепторов N_A в p -области. Все примесные атомы оказываются ионизированными.

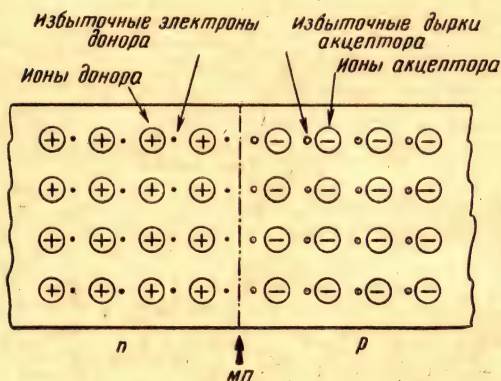


Рис. 2.12. Монокристалл с резкой границей типа проводимости

Наличие контакта между полупроводниками n - и p -типа немедленно приведет к расширению n - p -перехода, так как избыточные электроны из n -области кристалла будут диффундировать (проникать) в p -область, заполняя там вакантные ковалентные связи, а дырки из p -области будут диффундировать в n -область и рекомбинировать там со свободными электронами. Указанные пе-

ремещения электронов и дырок произойдут обязательно ввиду наличия градиента концентрации СНЗ*.

Так как условное направление электрического тока совпадает с направлением перемещения носителей положительного заряда, то диффузионный ток n - p -перехода имеет направление от p -области к n -области. Обозначим его I_L . Он состоит из электронной I_{Ln} и дырочной I_{Lp} составляющих

$$I_L = I_{Ln} + I_{Lp} \quad (2.5)$$

Электронная составляющая тока диффузии I_{Ln} создается за счет движения электронов из n -области, а дырочная составляющая I_{Lp} — за счет движения дырок из p -области. Следовательно, диффузионный ток n - p -перехода обусловлен перемещением основных носителей зарядов.

По мере прохождения диффузионного тока n - p -переход расширяется и в нем возникает электрическое поле, которое создается между нескомпенсированными положительными зарядами ионов донора и отрицательными зарядами ионов акцептора (рис. 2.13, а) на границе раздела электронной и дырочной областей кристалла.

* Градиентом называется мера изменения в пространстве какой-либо физической величины при перемещении на единицу длины.

Таким образом, у границы образуются два слоя противоположных по знаку неподвижных зарядов. Именно эта часть кристалла и называется *n-p-переходом*.

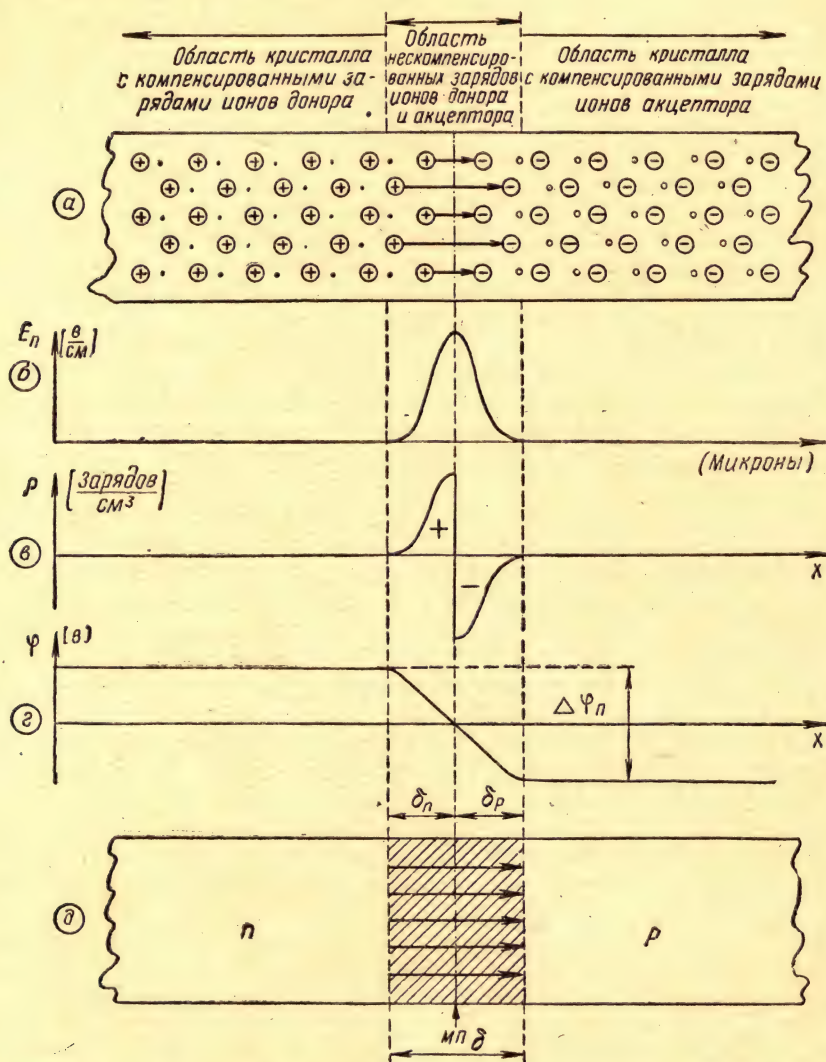


Рис. 2.13. Распределение напряженности поля, плотности объемного заряда и потенциала в области *n-p-перехода* (при условии, что $N_D = N_A$)

Внутреннее электрическое поле, возрастая, все более препятствует взаимному перемещению основных носителей заряда. Поэтому величина тока диффузии постепенно уменьшается. В то же время внутреннее поле способствует движению неосновных

носителей заряда: электронов из p -области в n -область и дырок из n -области в p -область. Такое направленное перемещение зарядов создает ток проводимости n - p -перехода I_{σ} . Он протекает навстречу току диффузии I_L .

Ясно, что

$$I_{\sigma} = I_{\sigma n} + I_{\sigma p}, \quad (2.6)$$

где $I_{\sigma n}$ и $I_{\sigma p}$ — соответственно электронная и дырочная составляющие тока проводимости.

Поскольку ток проводимости n - p -перехода появляется в результате возникновения градиента напряженности внутреннего электрического поля, то его величина возрастает вместе с ростом напряженности этого поля. Увеличение объемного заряда некомпенсированных ионов происходит до тех пор, пока возрастающая напряженность внутреннего поля не приостановит процесс диффузии основных носителей зарядов.

Результатирующая разность потенциалов, установившаяся между n -областью и p -областью монокристалла, называется потенциальным барьером перехода или диффузионным напряжением. Обозначим его $\Delta\varphi_{\Pi}$.

Величина потенциального барьера n - p -перехода обычно бывает порядка десятых долей вольта. Например, в монокристалле германия $\Delta\varphi_{\Pi} = 0,3 - 0,4$ в. Ввиду наличия $\Delta\varphi_{\Pi}$ из n -области в p -область могут переходить только те электроны, энергия которых достаточно велика. Таких электронов даже в полупроводнике с электронной электропроводностью мало. В противоположную сторону проходят любые электроны, попавшие в зону действия внутреннего электрического поля. Их энергия может быть и небольшой. Попадают они под воздействие внутреннего поля случайно за счет теплового хаотического движения в пространстве кристаллической решетки. Однако в p -области свободных электронов мало, так как они являются неосновными носителями зарядов.

Аналогичные условия созданы и для дырок. Поэтому из p -области в n -область могут переходить только те дырки, энергия которых достаточна для преодоления потенциального барьера. Но дырок с большой энергией в p -области мало. В противоположном направлении проходят любые дырки, которые случайно (в результате теплового движения) попадают в зону действия внутреннего электрического поля, но в n -области дырок очень мало.

В условиях динамического равновесия диффузионный ток равен току проводимости, а поскольку они текут навстречу друг другу, то результирующий ток через n - p -переход отсутствует.

На рис. 2.13 показано, как в различных сечениях монокристалла с n - p -переходом распределяются напряженность внутреннего электрического поля E_{Π} (рис. 2.13, б), плотность некомпенсированного объемного заряда ионов примесей ρ (рис. 2.13, в) и потенциал φ (рис. 2.13, г). Потенциал показан относительно металлур-

гического перехода. На рис. 2.13, *д* приведено условное изображение *n-p*-перехода с учетом наличия области нескомпенсированных зарядов, в которой действует внутреннее электрическое поле потенциального барьера.

Из этого рисунка видно, что ширина области *n-p*-перехода δ равна

$$\delta = \delta_n + \delta_p, \quad (2.7)$$

где δ_n — ширина области *n-p*-перехода, находящаяся в полупроводнике с электронной электропроводностью;

δ_p — ширина области *n-p*-перехода, находящаяся в полупроводнике с дырочной электропроводностью.

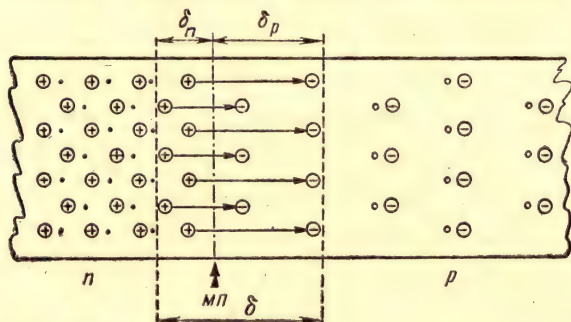


Рис. 2.14. Электронно-дырочный переход в монокристалле полупроводника с различной концентрацией атомов доноров и акцепторов ($N_D > N_A$)

Поскольку в рассматриваемом случае концентрация атомов доноров N_D в *n*-области и концентрация атомов акцепторов N_A в *p*-области одинаковы, то $\delta_n = \delta_p$. При разной концентрации примесей (а такие случаи встречаются очень часто) $\delta_n \neq \delta_p$.

В этом случае оказывается верным следующее равенство:

$$N_D \cdot \delta_n = N_A \cdot \delta_p \quad (2.8)$$

Отсюда следует, что при различной концентрации атомов доноров и акцепторов область *n-p*-перехода оказывается несимметричной относительно плоскости металлургического перехода. Физическая сущность этого явления хорошо видна на рис. 2.14.

Потенциальный барьер *n-p*-перехода определяет его важнейшее свойство, которое заключается в резко выраженном эффекте односторонней проводимости. Поэтому монокристалл с *n-p*-переходом является, по существу, полупроводниковым диодом.

На ширину *n-p*-перехода и величину его потенциального барьера существенное влияние оказывает температура монокристалла. При низкой температуре (порядка -60°C) проводимость обеих областей *n-p*-перехода будет обусловлена только избыточными

носителями зарядов, созданными за счет атомов доноров и акцепторов.

С повышением температуры монокристалла примесная проводимость остается неизменной, но к ней добавляется еще возрастающая собственная проводимость, так как происходит все большее разрушение ковалентных связей кристаллической решетки. При высокой температуре прибора (порядка $+100^\circ\text{C}$ в германии и порядка $+150^\circ\text{C}$ в кремнии) проводимость обеих областей монокристалла становится в основном собственной. Это означает, что концентрация собственных носителей разноименных зарядов (образованных за счет разрушенных ковалентных связей) оказы-

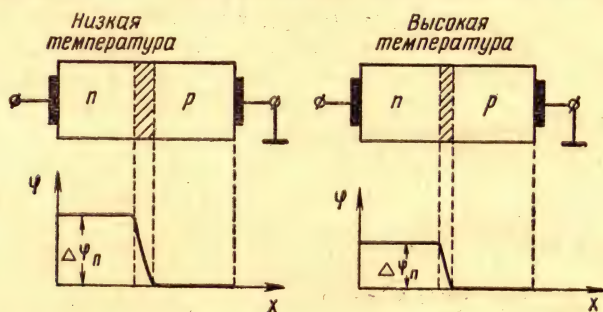


Рис. 2.15. Влияние температуры на потенциальный барьер и ширину n - p -перехода

вается значительно больше концентрации избыточных носителей. В этих условиях из p -области в n -область переходит такое количество электронов (а в обратном направлении — дырок), которое достаточно для полной компенсации зарядов ионов примесей.

В результате этого происходит исчезновение n - p -перехода и монокристалл становится обычным омическим сопротивлением.

Из сказанного ясно, что ширина n - p -перехода и его потенциальный барьер зависят от температуры так, как это показано на рис. 2.15.

§ 2.5. Прямой и обратный ток n - p -перехода

При отсутствии внешнего напряжения через n - p -переход протекают два одинаковых встречных тока: ток диффузии I_L и ток проводимости I_σ .

В этом случае при любой концентрации доноров в n -области и акцепторов в p -области $I_{Ln} = I_{\sigma n}$, а $I_{Lp} = I_{\sigma p}$. Поэтому результирующий ток через n - p -переход равен нулю (рис. 2.16, б). Такой же вывод можно сделать на основании другого рассуждения. Ток n - p -перехода отсутствует потому, что через него в обоих направлениях проходят одинаковые количества разноименных зарядов.

Приложим к монокристаллу небольшое постоянное напряжение (порядка долей вольта), соединив n -область с отрицательным полюсом источника, а p -область с положительным полюсом. Такое напряжение для n - p -перехода называется прямым.

Прямое напряжение $U_{пр}$ ослабит напряженность внутреннего поля n - p -перехода, т. е. уменьшит его потенциальный барьер.

Произойдет также уменьшение ширины области n - p -перехода (рис. 2.16, а), так как меньшей разности потенциалов $\Delta\varphi_n$ должна соответствовать меньшая концентрация электронов в n -области и

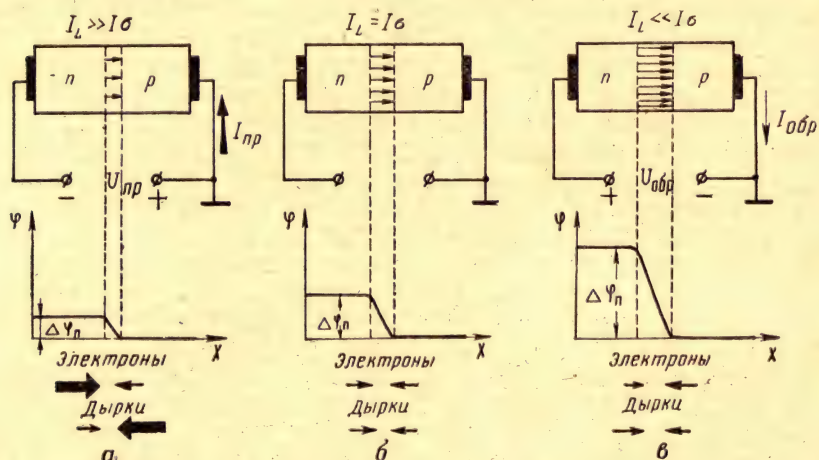


Рис. 2.16. Влияние внешнего напряжения на потенциальный барьер и ширину n - p -перехода (при условии, что $N_D = N_A$)

дырок в p -области. Это возможно только при увеличении объема данных областей за счет уменьшения ширины n - p -перехода.

Ввиду уменьшения потенциального барьера резко возрастает число основных носителей зарядов, проходящих через n - p -переход, а по причине уменьшения ширины n - p -перехода несколько уменьшится количество неосновных носителей зарядов, проходящих из одной области в другую.

Практически это означает, что при прямом напряжении, приложенном к n - p -переходу, ток диффузии значительно превышает ток проводимости. Разность между этими токами составляет прямой ток n - p -перехода

$$I_{пр} = I_L - I_{\sigma} \approx I_L \quad (2.9)$$

При увеличении прямого напряжения потенциальный барьер и ширина n - p -перехода уменьшаются, стремясь к нулю. Однако полностью исчезнуть они не могут. Объясняется это тем, что с ростом прямого тока увеличивается падение напряжения на омическом сопротивлении n -области и p -области полупроводника.

В результате этого непосредственно к самому n - p -переходу прикладывается все меньшая и меньшая часть внешнего напряжения. Поэтому обычно не удается достигнуть полного исчезновения потенциального барьера. Если это случится, то полупроводник станет обычным омическим сопротивлением. По всему его объему концентрация электронов и дырок станет равномерной. Градиент концентрации носителей зарядов исчезнет.

При величинах прямого напряжения $U_{пр} > 0,1$ в сопротивление n - p -перехода получается порядка десятков ом.

Приложим теперь к монокристаллу постоянное напряжение противоположной полярности. Для этого соединим n -область кристалла с положительным полюсом источника, а p -область с отрицательным полюсом. Такое напряжение для n - p -перехода называется обратным.

Обратное напряжение $U_{обр}$ увеличивает напряженность внутреннего поля n - p -перехода, т. е. повышает его потенциальный барьер. При этом происходит увеличение ширины области n - p -перехода (рис. 2.16, в), так как большей разности потенциалов $\Delta\varphi_n$ должна соответствовать большая концентрация электронов в n -области и дырок в p -области. Это возможно только при уменьшении объема данных областей, т. е. за счет расширения области n - p -перехода.

По первой причине резко уменьшается число основных носителей зарядов, способных преодолеть увеличенный потенциальный барьер. По второй причине несколько возрастает количество неосновных носителей зарядов, захватываемых внутренним полем n - p -перехода.

Таким образом, уже при небольшом обратном напряжении, приложенном к n - p -переходу, ток проводимости значительно превышает ток диффузии, хотя оба тока очень малы. Разность между этими небольшими токами составляет результирующий обратный ток n - p -перехода

$$I_{обр} = I_s - I_L \approx I_s \quad (2.10)$$

Максимально возможная величина обратного тока n - p -перехода называется током насыщения; обозначим его I_0 . Обычно $I_{обр}$ достигает величины, близкой к I_0 , уже при напряжении $U_{обр}$ порядка 0,1 в. При таком и большем обратном напряжении ток диффузии практически отсутствует, а величина тока проводимости при дальнейшем возрастании обратного напряжения увеличивается очень незначительно.

Напряжение, приложенное к n - p -переходу, практически влияет только на скорость переброса электронов из p -области в n -область и дырок в обратном направлении. Количество захватываемых неосновных носителей зарядов остается при этом почти одинаковым.

При величинах обратного напряжения порядка единиц вольт сопротивление n - p -перехода бывает от нескольких сотен килоом

до одного — двух мегом. Оно возрастает пропорционально увеличению обратного напряжения. Поэтому величина тока I_0 остается неизменной. Это обстоятельство позволяет называть ток насыщения неуправляемым током.

Конкретное значение тока I_0 зависит от площади n - p -перехода, концентрации примесей, материала и температуры полупроводника. При комнатной температуре в кристалле германия с малой площадью n - p -перехода ток I_0 бывает порядка десятков микроампер. При большой площади n - p -перехода ток I_0 может достигать величины нескольких миллиампер. У кремниевых n - p -переходов ток I_0 в десятки раз меньше, чем у германиевых. Чем меньше ток I_0 , тем лучше.

Зависимость тока I_0 от температуры дает основание называть его тепловым или температурным током n - p -перехода. В кристалле германия ток I_0 возрастает примерно в 2 раза при повышении температуры на каждые 10°C .

§ 2.6. Вольтамперная характеристика n - p -перехода

О количественной связи между током, протекающем через конкретный n - p -переход, и приложенным к нему внешним напряжением судят по его вольтамперной характеристике. Она используется при определении возможности применения полупроводниковых приборов в различных устройствах.

Для каждого плоскостного n - p -перехода можно рассчитать и построить теоретическую вольтамперную характеристику.

Ее уравнение имеет следующий вид:

$$I = I_0 \left(e^{\frac{qU}{kT}} - 1 \right), \quad (2.11)$$

где I — ток, протекающий через n - p -переход, при воздействии на него напряжения U ; прямой ток — положительный, обратный — отрицательный;

I_0 — максимально возможный обратный ток n - p -перехода; в n - p -переходе с небольшой площадью он бывает порядка сотен микроампер;

e — основание натуральных логарифмов;

q — заряд электрона;

U — внешнее напряжение, приложенное к n - p -переходу; оно может быть прямым (положительным) или обратным (отрицательным);

k — постоянная Больцмана;

T — температура n - p -перехода в градусах Кельвина.

Построение вольтамперной характеристики конкретного n - p -перехода возможно только в том случае, если известен ток I_0 . Его точный расчет представляет собой довольно сложную задачу. Для теоретического анализа уравнения (2.11) можно считать величину тока I_0 заданной.

При стандартной комнатной температуре ($T=290^\circ\text{K}$):

$$\frac{q}{kT} \approx 40 \left(\frac{1}{b} \right). \quad (2.12)$$

Тогда уравнение (2.11) получает следующий вид:

$$I = I_0 (e^{40U} - 1). \quad (2.13)$$

В соответствии с этим уравнением на рис. 2.17, *а* приведен пример теоретической вольтамперной характеристики германиевого *n-p*-перехода. Из нее наглядно видно, что при прямом напряжении сопротивление *n-p*-перехода мало, а при обратном напряжении — велико.

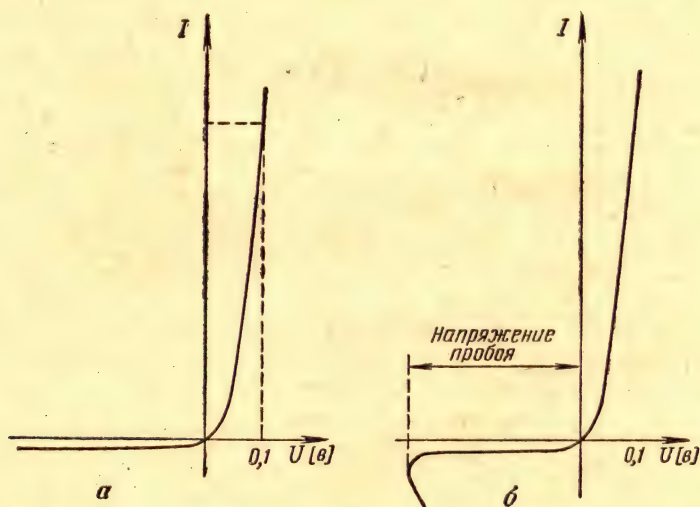


Рис. 2.17. Теоретическая и экспериментальная вольтамперные характеристики германиевого *n-p*-перехода при комнатной температуре

Уравнение (2.11) не отражает всех физических свойств *n-p*-перехода, однако на практике их необходимо учитывать. Поэтому снимают экспериментальные вольтамперные характеристики. Пример такой характеристики приведен на рис. 2.17, *б*. Основное ее отличие от теоретической характеристики выявляется при больших обратных напряжениях.

Объясняется это тем, что для всякого реального *n-p*-перехода характерно наличие обратного пробивного напряжения. Дело в том, что при большом обратном напряжении свободным электронам сообщается энергия, достаточная для ионизации большинства собственных атомов полупроводника. Тогда начинается массовое разрушение ковалентных связей его кристаллической решетки и наступает электрический пробой.

§ 2.7. Емкость n - p -перехода

При наличии обратного напряжения в области n - p -перехода практически нет свободных носителей зарядов. В этом случае n - p -переход можно рассматривать как слой изолятора между проводником с электронной проводимостью (n -областью) и проводником с дырочной проводимостью (p -областью). Такая система обладает емкостью, аналогичной емкости плоского конденсатора. Она называется зарядной или барьерной емкостью n - p -перехода.

Величина зарядной емкости у плоскостных n - p -переходов с малой площадью перехода обычно бывает порядка 5—50 пф. Она изменяется при изменении величины обратного напряжения, как показано на рис. 2.18.

Допустим, что к n - p -переходу приложено прямое напряжение. Тогда большое число электронов из n -области проникает в p -область, а большое число дырок движется в противоположном направлении. В этих условиях область n - p -перехода уже не является изолятором. Через нее проходит диффузионный ток значительной величины. Он состоит из электронной и дырочной составляющих.

Два встречных потока свободных носителей зарядов (электронов и дырок) совершенно аналогичны. Поэтому можно в дальнейшем рассматривать только один из них.

Дырки, проникающие из p -области в n -область, создают там объемный положительный заряд, электрическое поле которого вызывает движение электронов по направлению к дыркам. В результате этого происходит нарушение равномерного распределения электронов в n -области и в ней возникают электрические поля между смежными объемами материала.

Поскольку любое перераспределение собственных электронов n -области не может скомпенсировать объемного заряда инжектированных* дырок, то из внешнего контакта в нее должно войти такое же количество электронов. Те и другие носители зарядов для n -области являются неравновесными, ибо они создают там концентрацию, отличную от той, которая бывает при отсутствии внешнего напряжения.

* Инжекцией называется введение носителей заряда (через электронно-дырочный переход или контакт металл-полупроводник) при понижении высоты потенциального барьера в область полупроводника, где эти носители заряда являются неосновными.

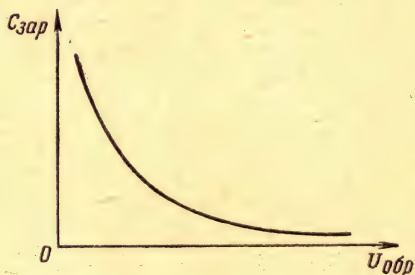


Рис. 2.18. Зависимость зарядной емкости n - p -перехода от величины обратного напряжения

При изменении прямого напряжения происходит изменение объемного заряда неравновесных носителей в обеих областях монокристалла. Но отношение величины изменения электрического заряда к величине напряжения, вызвавшего его изменение, есть емкость того устройства, в котором совершается данный процесс.

В n - p -переходе с прямым напряжением она называется диффузионной емкостью, так как ее наличие обусловлено изменениями диффузионного тока. Своеобразная особенность диффузионной емкости заключается в ее известной условности. Физически она как бы распределена по всему объему монокристалла.

Величина диффузионной емкости n - p -перехода зависит от величины внешнего напряжения и скорости его изменения. При повышении частоты изменения прямого напряжения диффузионная емкость n - p -перехода уменьшается. При небольшом возрастании величины прямого напряжения диффузионная емкость значительно увеличивается.

ГЛАВА III

ПЛОСКОСТНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

§ 3.1. Устройство плоскостного транзистора

Транзистором называют полупроводниковый прибор, способный усиливать или генерировать электрические колебания. В зависимости от числа внешних выводов транзисторы бывают трехэлектродные (полупроводниковые триоды) и четырехэлектродные (полупроводниковые тетроды). В настоящее время в основном применяются трехэлектродные транзисторы.

Транзистор представляет собой совокупность двух взаимодействующих плоскостных электронно-дырочных переходов, созданных в едином монокристалле четырехвалентного полупроводника. Один из переходов предназначен для включения в прямом направлении, а другой — в обратном. Первый переход называется эмиттерным, второй — коллекторным.

Средняя область транзистора, общая для обоих n - p -переходов, называется базой. База является областью взаимодействия электронно-дырочных переходов. В ней происходят процессы, благодаря которым транзистор обладает усилительными свойствами.

Крайняя область транзистора, примыкающая к эмиттерному переходу, называется эмиттером. Эмиттер служит источником неравновесных носителей зарядов. Другая крайняя область транзистора, примыкающая к коллекторному переходу, называется коллектором. Коллектор служит собирателем неравновесных носителей зарядов, являющихся для базы неосновными.

Две крайние области всегда имеют проводимость, противоположную проводимости средней области. В зависимости от характера проводимости базы различают транзисторы типа p - n - p (рис. 3.1) и типа n - p - n . К каждой из трех областей транзистора припаяны (или приварены) выводы. Они выполнены так, чтобы не получилось дополнительных переходов. Такие контакты электродов транзистора с выводами называют омическими или невыпрямляющими. Их получение является сложной технологической задачей.

Подавляющее большинство транзисторов является несимметричными приборами, так как эмиттер и коллектор обычно неодинаковы. Они отличаются геометрическими размерами (эмиттер меньше коллектора) и концентрацией примесей.

Большее распространение получили транзисторы типа *p-n-p*. Поэтому большинство схем усилителей рассматривается с применением этих транзисторов.

В случае замены транзистора *p-n-p* на транзистор *n-p-n* необходимо изменить полярность источников питания. При этом изменятся направления всех токов. Однако физические процессы в усилителе по

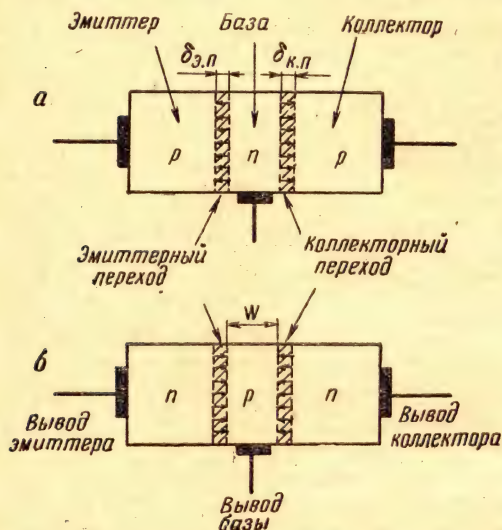


Рис. 3.1. Принцип устройства плоскостного транзистора:

а — типа *p-n-p*; б — типа *n-p-n*

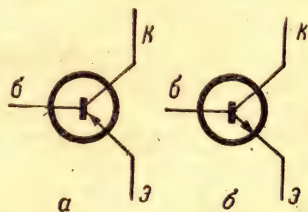


Рис. 3.2. Схемные обозначения транзисторов:

а — типа *p-n-p*; б — типа *n-p-n*

существу останутся теми же. Схемные обозначения транзисторов изображены на рис. 3.2.

§ 3.2. Типичные конструкции плоскостных транзисторов

Большинство низкочастотных и среднечастотных транзисторов является сплавными. Сплавной транзистор *p-n-p* изготавливается методом вплавления трехвалентного элемента с двух сторон пластинки германия или кремния с электронной электропроводностью (рис. 3.3). Аналогичным образом получают и сплавные транзисторы *n-p-n*. Только в этом случае производят вплавление пятивалентного элемента в пластинку с дырочной электропроводностью.

Из рис. 3.3 видно, что у сплавного транзистора областью базы является слой исходного полупроводника. Толщину слоя необходимо делать очень малой. Обычно она бывает порядка десятков микрон.

Конструктивное оформление сплавных транзисторов различно, но большинство из них выполнено в цилиндрическом металличе-

ском корпусе и имеет гибкие выводы от эмиттера, базы и коллектора. На рис. 3.4 показана конструкция сплавного низкочастотного транзистора малой мощности и приведены его габаритные размеры. Такую конструкцию имеют сплавные транзисторы П13—П16, П101—П103 и др.

Высокочастотные транзисторы бывают сплавные, диффузионные и диффузионно-сплавные. Принципиальная особенность диффузионных и диффузионно-сплавных транзисторов — очень тонкая

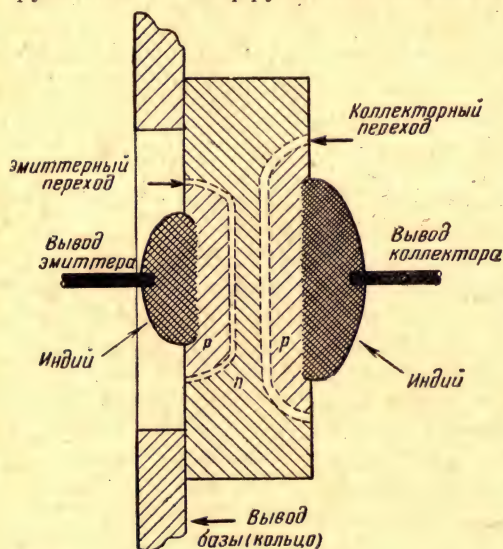


Рис. 3.3. Принцип изготовления сплавного транзистора $p-n-p$

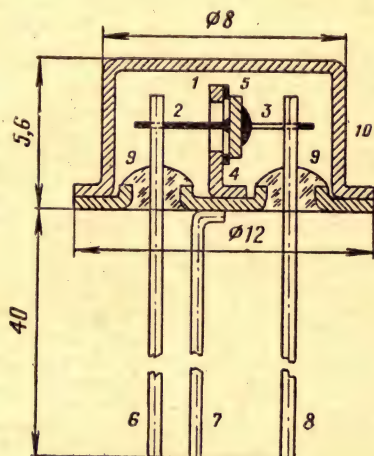


Рис. 3.4. Типичная конструкция сплавного низкочастотного транзистора малой мощности:

1 — кристаллодержатель; 2 — электрод эмиттера; 3 — электрод коллектора; 4 — базовое кольцо; 5 — монокристаллическая пластинка; 6 — вывод эмиттера; 7 — вывод базы; 8 — вывод коллектора; 9 — изоляторы; 10 — корпус

база (единицы микрон), в которой примесные атомы распределены неравномерно по ее ширине. Плотность примесей (доноров или акцепторов) в базе максимальна у эмиттерного перехода и минимальна у коллекторного перехода (рис. 3.5).

Но каждый примесный атом ионизирован, т. е. обладает электрическим зарядом. Поэтому при неравномерном распределении примеси в базовом слое транзистора в нем образуется внутреннее электрическое поле. В базе транзистора $p-n-p$ оно направлено от эмиттерного перехода к коллекторному переходу; в базе транзистора $n-p-n$ имеет противоположное направление. Это поле является полезным (особенно при использовании транзисторов в высокочастотных и импульсных схемах).

Принцип изготовления диффузионно-сплавного транзистора поясняется на рис. 3.6. В пластинке германия p -типа сделано небольшое углубление (лунка). Такая пластинка помещается в пары донора. В результате диффузионного проникновения атомов донора в глубь германия с дырочной электропроводностью он оказывается окруженным тонким слоем n -германия (рис. 3.6, а).

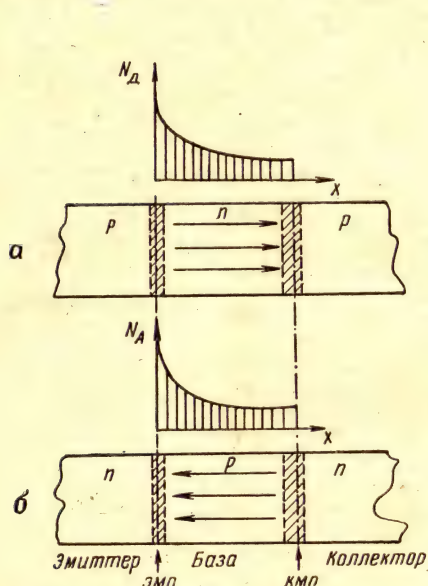


Рис. 3.5. Распределение плотности примесных атомов и направление внутреннего электрического поля базы диффузионно-сплавного транзистора:

а — типа $p-n-p$; б — типа $n-p-n$; ЭМП — эмиттерный металлургический переход; КМП — коллекторный металлургический переход

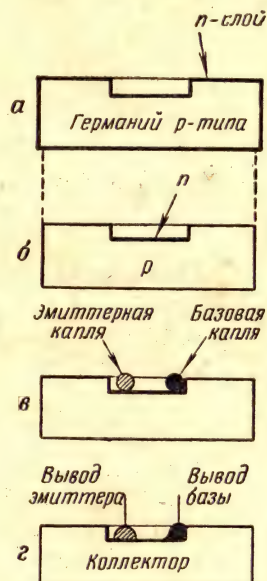


Рис. 3.6. Принцип изготовления диффузионно-сплавного транзистора

Затем пластинку шлифуют так, чтобы слой n -германия остался только в углублении (рис. 3.6, б). После этого по краям углубления помещают две строго дозированные капли различных сплавов, содержащих примеси доноров и акцепторов (рис. 3.6, в). В первой капле преобладают акцепторные примеси, а во второй — донорные. При высокой температуре происходит сплавление этих капель с пластинкой германия. Первая капля становится эмиттером, а вторая капля служит контактом с очень тонким слоем электронного германия и используется как вывод базы (рис. 3.6, г). Конструкция диффузионно-сплавного высокочастотного транзистора приведена на рис. 3.7. Из рисунка видно, что коллектор транзистора имеет соединение с корпусом.

Мощные диффузионно-сплавные транзисторы часто изготавливаются особым термоконверсионным методом. В результате довольно сложной технологии удается получить транзисторы с большой площадью эмиттерного и коллекторного переходов, которые оказываются очень равномерными по ширине. Следствием этого являются большие допустимые значения коллекторного напряжения, что особенно

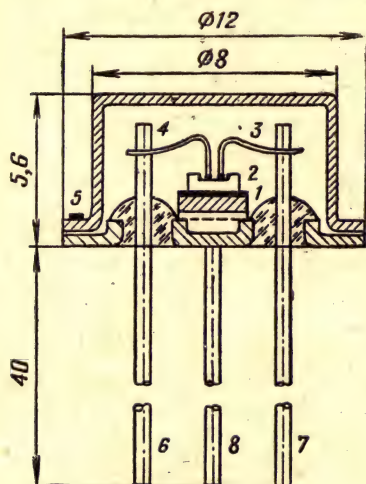


Рис. 3.7. Типичная конструкция диффузионно-сплавного высокочастотного транзистора:

1 — кристаллодержатель; 2 — кристалл дырочного германия; 3 — электрод базы; 4 — электрод эмиттера; 5 — цветная метка; 6 — вывод эмиттера; 7 — вывод базы; 8 — вывод коллектора

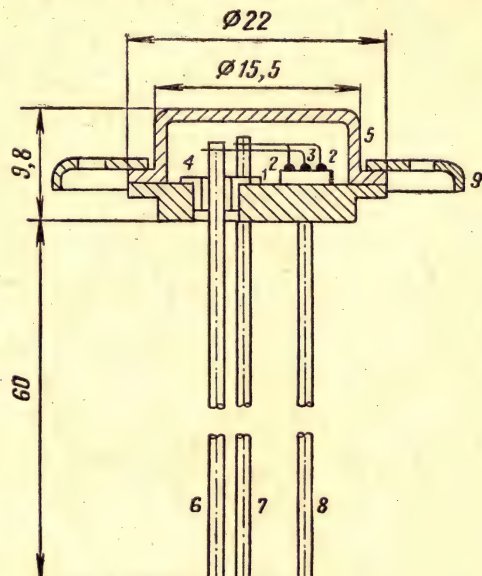


Рис. 3.8. Типичная конструкция конверсионного транзистора:

1 — электрод коллектора (соединен с корпусом); 2 — электроды базы; 3 — электрод эмиттера; 4 — изоляторы; 5 — корпус; 6 — вывод эмиттера; 7 — вывод базы; 8 — вывод коллектора; 9 — крепежный накладной фланец

важно для выходных каскадов мощных импульсных усилителей. Конструктивная особенность конверсионного транзистора заключается в том, что его эмиттер окружен кольцевой базой, имеющей два вывода, соединенные вместе (рис. 3.8).

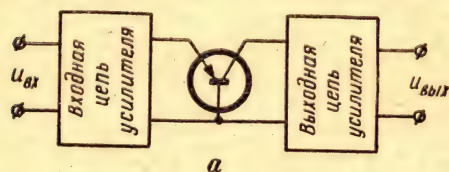
§ 3.3. Физические процессы в транзисторе при статическом режиме его работы

В схемах усилителей используются три способа включения транзисторов: с общей базой, с общим эмиттером и с общим коллектором (рис. 3.9). Из рисунка видно, что база транзистора обязательно соединяется с входом усилителя, а коллектор — с его выходом.

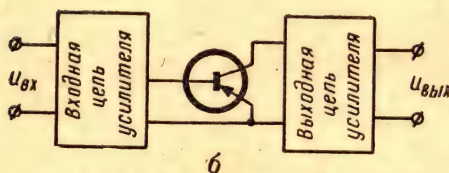
Прежде чем анализировать свойства транзисторных усилителей, необходимо изучить физические процессы, происходящие в

самом транзисторе. Рассмотрим движение свободных электронов и дырок в сплавном транзисторе $p-n-p$, включенном по схеме с общей базой (рис. 3.10, а).

В данном примере транзистор работает в статическом режиме, так как в его выходной цепи нет нагрузки. К эмиттерному переходу приложено прямое постоянное напряжение, а к коллекторному — обратное. Поэтому потенциальный барьер эмиттерного перехода $\Delta\varphi_{э.п}$ понижен,



а потенциальный барьер коллекторного перехода $\Delta\varphi_{к.п}$ повышен (рис. 3.10, б). Ширина эмиттерного перехода $\delta_{э.п}$ оказывается значительно меньше ширины коллекторного перехода $\delta_{к.п}$.



Ввиду малой величины потенциального барьера эмиттерного перехода и наличия градиента концентрации носителей зарядов происходит инжектирование дырок из эмиттера в базу и электронов в обратном направлении. Следовательно, ток эмиттерного перехода обусловлен встречным потоком основных носителей зарядов эмиттера и базы. Однако количество электронов, инжектируемых из базы в эмиттер, ничтожно мало по

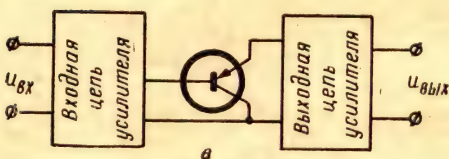


Рис. 3.9. Три способа включения транзистора в схему усилителя:

а — с общей базой (ОБ); б — с общим эмиттером (ОЭ); в — с общим коллектором (ОК)

сравнению с дырками, которые инжектируются в базу, так как концентрация примесей в базе всегда значительно меньше, чем в эмиттере. К тому же и объем базы весьма мал по сравнению с объемом эмиттера. Поэтому при объяснении физических процессов в транзисторе $p-n-p$ электронной составляющей эмиттерного тока будем пренебрегать.

Каждая дырка, инжектированная в базу, создает там избыточный положительный заряд. Одновременно и в эмиттере возникает избыточный заряд, но отрицательный. Поэтому в момент инжекции дырки в базу из внешней цепи (через вывод базы) немедленно поступает свободный электрон. В то же время из эмиттера во внешнюю цепь (через вывод эмиттера) выбрасывается избыточный электрон.

Таким образом, в базе появляются одновременно парные неравновесные носители противоположных зарядов. Можно считать, что втянутые в базу электроны оказываются рядом с инжектированными дырками.

Концентрация парных неравновесных носителей зарядов в объеме базы неравномерна. Она понижается в сторону коллектора. Ввиду наличия градиента концентрации неравновесных носителей зарядов в базе происходит их диффузионное перемещение в направлении коллекторного перехода. Такое однонаправленное движение парных носителей не является электрическим током,

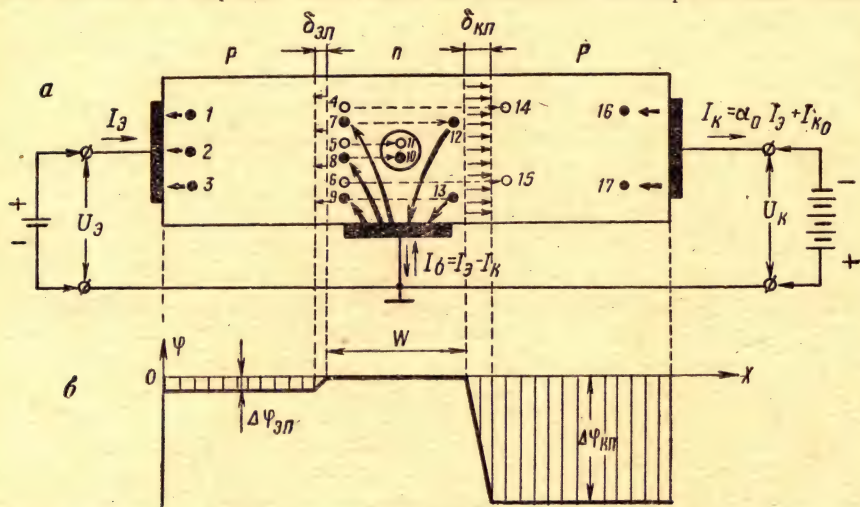


Рис. 3.10. Процессы в транзисторе p - n - p , включенном по схеме с общей базой (статический режим):

1, 2, 3 — электроны, выбрасываемые во внешнюю цепь из эмиттера, в момент инжекции дырок 4, 5, 6; 7, 8, 9 — электроны, втянутые в базу из внешней цепи, в момент инжекции дырок 4, 5, 6; 10, 11 — электрон и дырка, рекомбинировавшие на пути диффузионного движения к коллектору; 12 и 13 — электроны, выбрасываемые из базы во внешнюю цепь, в момент переброса дырок 14 и 15 в область коллектора; 16 и 17 — электроны, втянутые из внешней цепи в область коллектора, в момент переброса через коллекторный переход дырок 14 и 15

так как к коллекторному переходу в любом сечении базы всегда проходят равные количества противоположных зарядов.

В процессе диффузионного движения дырок и электронов в базе некоторые из них рекомбинируют. По этой причине количество парных носителей у коллекторного перехода несколько меньше, чем у эмиттерного. Это различие в числе парных зарядов зависит от ширины базы W и длины диффузии* L_p инжектируемых дырок. Чем меньше ширина базы и чем больше длина диффузии дырок, тем больше неравновесных парных носителей проходит сквозь базу.

Когда очередная пара носителей разноименных зарядов достигает коллекторного перехода, то его электрическое поле втягивает (перебрасывает) дырку в область коллектора. В то же время это поле является непреодолимым препятствием для элек-

* Длина диффузии (L) — расстояние от n - p -перехода, на котором плотность инжектированных носителей уменьшается на 63% от своего максимального значения за счет рекомбинации с основными носителями заряда.

трона, приблизившегося к нему со стороны базы. Поэтому в момент переброса дырки через коллекторный переход в базе создается избыточный отрицательный заряд. В результате этого между выводом базы и ее объемом на мгновение возникает электрическое поле. Оно немедленно выбрасывает из базы избыточный электрон во внешнюю цепь, и база снова становится нейтральной.

Дырка, переброшенная в область коллектора, создает там избыточный положительный заряд. Поэтому из внешней цепи (через вывод коллектора) сразу же втягивается электрон. Область коллектора снова становится нейтральной.

Поскольку в базе сплавного транзистора между переходами электрического поля нет, то диффузионное движение неравновесных носителей противоположных зарядов происходит сравнительно медленно. Отсюда вытекают трудности использования транзисторов с широкой базой в высокочастотных и импульсных усилителях. Для уменьшения времени диффузионного перемещения инжектированных неравновесных носителей через базу приходится уменьшать ее ширину.

Но уменьшению ширины базы мешает объемное сопротивление ее материала. К сожалению, оно возрастает с уменьшением расстояния между переходами транзистора. Через омическое сопротивление базы проходят два встречных тока: ток цепи эмиттера I_e и ток цепи коллектора I_k . Можно считать, что эти встречные токи протекают в основном параллельно переходам, образуя ток базы:

$$I_b = I_e - I_k. \quad (3.1)$$

Ток коллектора I_k состоит из двух составляющих. В этом легко убедиться разрывом цепи эмиттера. Тогда ток в цепи коллектора останется, но его величина резко уменьшится. При этом ток базы изменит свое направление и станет равным току коллектора. В этих условиях протекаемый ток является только температурным (тепловым) током коллекторного перехода и обозначается I_{k_0} .

Ток I_{k_0} создается неосновными носителями зарядов коллектора и базы. Он мало зависит от коллекторного напряжения, но сильно зависит от температуры транзистора, возрастая при ее повышении. Поскольку ток I_{k_0} почти не зависит от напряжения U_k , его часто называют еще неуправляемым током коллектора*.

* Ток I_{k_0} называют также обратным током коллектора, поскольку его прохождение обусловлено напряжением U_k , являющимся обратным для коллекторного перехода. Однако такой термин нельзя считать удачным для транзисторов, так как он создает ложное представление о каком-то другом направлении температурного (неуправляемого) тока коллектора по сравнению с его управляемым током. Фактически же эти оба тока протекают в одном направлении.

Величину тока I_{K_0} всегда желательно иметь минимальной. В германиевых транзисторах она обычно бывает порядка единиц или десятков микроампер. В кремниевых транзисторах ток I_{K_0} значительно меньше, чем в германиевых (обычно десятые и даже сотые доли микроампера).

Если цепь эмиттера замкнута (как показано на рис. 3.10, а), то ток коллектора будет равен

$$I_K = \alpha_0 I_э + I_{K_0}, \quad (3.2)$$

где $\alpha_0 I_э$ — управляемый ток коллектора;

α_0 — коэффициент усиления транзистора по постоянному току в схеме с общей базой; его величина обычно бывает равна 0,95—0,99;

I_{K_0} — неуправляемый ток коллектора.

В нормальных условиях работы транзистора $\alpha_0 I_э \gg I_{K_0}$. Поэтому достаточно точно

$$\alpha_0 \approx \frac{I_K}{I_э}. \quad (3.3)$$

Конкретная величина α_0 зависит от соотношения ширины базы W и длины диффузии неосновных носителей в базе. Можно показать, что в транзисторе $p-n-p$ теоретическая величина α_0 определяется уравнением

$$\alpha_0 \approx 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{W}{L_p} \right)^2. \quad (3.4)$$

Это уравнение подтверждает приведенное выше рассуждение о том, что желательно иметь $W \ll L_p$. Точность уравнения (3.4) зависит от концентрации неравновесных носителей в базе: чем она больше, тем меньше точность данного уравнения.

Ширина базы транзистора W зависит от величины напряжения на коллекторе. С увеличением напряжения U_K происходит расширение коллекторного перехода. Он расширяется преимущественно за счет той области (базы или коллектора), в которой меньше концентрация примесей.

Процессы, происходящие в транзисторе $n-p-n$, включенном по схеме с общей базой, поясняются рис. 3.11. Из него видно, что в транзисторе $n-p-n$ ток эмиттера состоит преимущественно из электронной составляющей. Дырочным током эмиттера можно пренебречь.

Электрон, инжектированный в базу, создает там избыточный отрицательный заряд. Поэтому с его появлением в базе происходит выталкивание электрона через вывод базы во внешнюю цепь. Это равносильно образованию дырки вблизи инжектированного электрона.

Образовавшаяся пара свободных неравновесных носителей разноименных зарядов совершает диффузионное движение к

коллектору. Если она достигает коллекторного перехода, то его электрическое поле перебрасывает электрон в область коллектора. В этот момент база на мгновение получает положительный потенциал, что приводит к вытягиванию электрона в базу из внешней цепи. Это равносильно выталкиванию избыточной дырки к выводу базы, где она рекомбинирует с втянутым электроном. В остальном физические процессы, происходящие в транзисторе $n-p-n$, аналогичны рассмотренным выше.

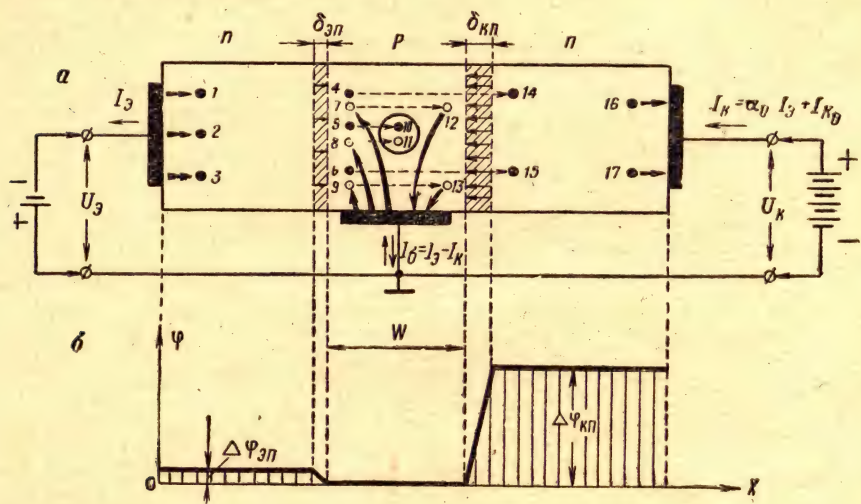


Рис. 3.11. Процессы в транзисторе $n-p-n$, включенном по схеме с общей базой (статический режим):

1, 2, 3 — электроны, втянутые в эмиттер из внешней цепи, в момент инжекции электронов 4, 5, 6; 7, 8, 9 — неравновесные дырки, образовавшиеся в базе, в момент инжекции электронов 4, 5, 6; 10 и 11 — электрон и дырка, рекомбинировавшие на пути диффузионного движения к коллектору; 12 и 13 — дырки, выбрасываемые к выводу базы, в момент переброса электронов 14 и 15 в область коллектора; 16 и 17 — электроны, выбрасываемые во внешнюю цепь коллектора, в момент переброса электронов 14 и 15

На основании сказанного можно сделать следующие выводы:

1. Ток эмиттера состоит из двух составляющих, резко отличающихся по величине (управляющего тока, обусловленного прямой инжекцией неравновесных носителей из эмиттера в базу, и неуправляющего тока, обусловленного обратной инжекцией неравновесных носителей из базы в эмиттер). Эти токи протекают в одном направлении, так как обусловлены встречным перемещением носителей разноименных зарядов. Поскольку неуправляющий ток эмиттера не оказывает влияния на ток коллектора, а только нагружает источник напряжения $U_{Э}$, его желательно иметь минимальным. Для этого концентрация примесей в базе много меньше концентрации примесей в эмиттере (в сотни раз).

2. Ток коллектора также состоит из двух составляющих (управляемого тока $\alpha_{Э} I_{Э}$ и неуправляемого тока $I_{К_0}$). Оба тока

протекают в одном направлении. Поскольку ток I_{K_0} не является полезным, его всегда желательно иметь как можно меньше.

3. Ток базы равен разности токов эмиттера и коллектора и состоит из двух составляющих (рекомбинационного тока и неуправляемого тока коллектора). Эти токи протекают навстречу друг другу. Поэтому ток базы может иметь различное направление. Однако обычно в транзисторе $p-n-p$ ток базы вытекающий, а в транзисторе $n-p-n$ — втекающий. Эти направления тока I_b будем считать обычными. Они соответствуют режиму транзистора, при котором рекомбинационный ток больше неуправляемого тока коллекторного перехода.

Для упрощенного объяснения усилительных схем можно условно считать, что постоянный ток эмиттера разделяется на ток коллектора и ток базы (рис. 3.12). Однако следует всегда по-

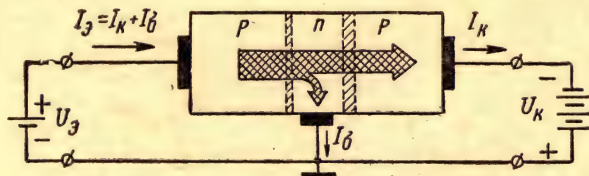


Рис. 3.12. Условное разделение постоянного эмиттерного тока транзистора $p-n-p$ между коллектором и базой

мнить, что в действительности ток в базе между переходами не протекает. Если это не учесть, то при анализах работы ряда усилителей (особенно импульсных) можно допустить грубые ошибки.

Отметим теперь некоторые особенности процессов в транзисторе $p-n-p$ при включении его по схеме с общим эмиттером (рис. 3.13).

В этом случае к выводам коллектора и базы приложено напряжение $U_{К.б} = U_K - U_b$. Обычно $U_K \gg U_b$, поэтому можно считать, что $U_{К.б} \approx U_K$. Следовательно, в данной схеме будут происходить те же процессы, что и в предыдущей. Отличие заключается только в величинах входных токов. В схеме с общей базой входным током является ток эмиттера. Он имеет значительную величину даже при небольшом напряжении U_a . Следовательно, такая схема обладает очень малым входным сопротивлением (десятки ом). Поэтому для ее работы необходим источник напряжения U_a значительной мощности (т. е. источник с малым внутренним сопротивлением).

В схеме с общим эмиттером входным током является ток базы. Обычно он достаточно мал. Это означает, что такая схема обладает сравнительно большим входным сопротивлением (сотни и тысячи ом). Для ее нормальной работы источник напряжения U_b может иметь незначительную мощность.

В транзисторе с общим эмиттером ток коллектора

$$I_K = \beta_0 I_6 + I_{K_0}, \quad (3.5)$$

где β_0 — коэффициент усиления транзистора по постоянному току в схеме с общим эмиттером; для большинства транзисторов $\beta_0 = 10 \div 150$;

$\beta_0 I_6$ — управляемый ток коллектора.

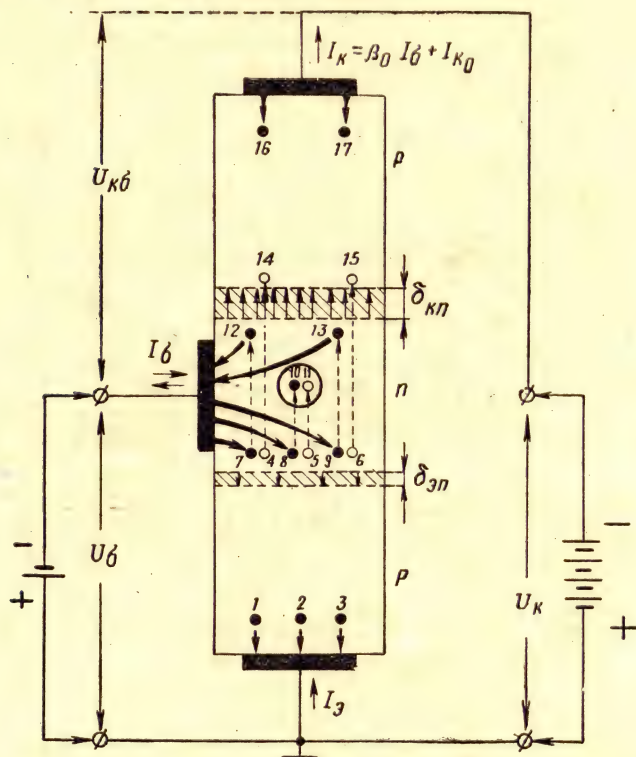


Рис. 3.13. Процессы в транзисторе $p-n-p$, включенном по схеме с общим эмиттером (статический режим):

1, 2, 3 — электроны, выбрасываемые во внешнюю цепь из эмиттера, в момент инжекции дырок 4, 5, 6; 7, 8, 9 — электроны втянутые в базу из внешней цепи в момент инжекции дырок 4, 5, 6; 10 и 11 — электрон и дырка, рекомбинировавшие на пути диффузионного движения к коллектору; 12 и 13 — электроны, выбрасываемые из базы во внешнюю цепь, в момент переброса дырок 14 и 15 в область коллектора; 16 и 17 — электроны, втянутые в область коллектора в момент переброса через коллекторный переход дырок 14 и 15

В обычных условиях работы транзистора $\beta_0 I_6 \gg I_{K_0}$. Поэтому сравнительно точно

$$\beta_0 \approx \frac{I_K}{I_6}. \quad (3.6)$$

Теоретическая величина β_0 для плоскостного транзистора типа p - n - p определяется уравнением

$$\beta_0 \approx 2 \left(\frac{L_p}{W} \right)^2. \quad (3.7)$$

Из этого уравнения следует, что при $L_p = 10W$ можно получить $\beta_0 = 200$. Поскольку ширина базы транзистора W уменьшается при увеличении коллекторного напряжения, то β_0 при этом увеличивается.

Физические процессы в диффузионно-сплавных транзисторах аналогичны разобранным выше. Их отличие состоит только в скорости прохождения инжектированных носителей сквозь базу. Она заметно больше, чем в сплавных транзисторах, так как электрическое поле базы сообщает инжектированным носителям дополнительное ускорение.

К сожалению, напряженность внутреннего поля базы диффузионно-сплавного транзистора нельзя сделать большой. В неработающем транзисторе она может быть получена порядка нескольких сотен вольт на сантиметр. Однако в работающем транзисторе инжектированные носители зарядов значительно снижают напряженность поля базы. Несмотря на это, внутреннее поле базы увеличивает скорость переноса инжектированных носителей в несколько раз по сравнению со скоростью их диффузионного движения.

Поскольку в транзисторах p - n - p управляемый ток создается за счет инжектированных дырок, то такие транзисторы можно называть дырочными. По аналогичной причине транзисторы n - p - n можно называть электронными.

§ 3.4. Статические характеристики транзистора с общей базой

Статические характеристики транзисторов используются для определения их параметров и для расчета транзисторных схем. Они бывают входные и выходные.

Входной статической характеристикой транзистора называется зависимость тока его входного электрода от напряжения на этом электроде при постоянном напряжении или токе выходного электрода.

Выходной статической характеристикой транзистора называется зависимость тока его выходного электрода от напряжения на этом электроде при постоянном напряжении или токе входного электрода.

Внешний вид статических характеристик одного и того же транзистора зависит от схемы его включения. Ввиду этого различают характеристики транзистора, включенного по схеме с общей базой, с общим эмиттером и с общим коллектором. Однако в большинстве случаев оказывается достаточно знать только

семейства статических характеристик транзистора с общей базой и с общим эмиттером.

При вычерчивании статических характеристик условимся считать токи положительными, если они втекают в транзистор, и отрицательными, если они вытекают из транзистора. Это условие не распространяется на формулы, где все токи будем считать положительными независимо от их направления.

Для снятия статических характеристик транзистора с общей базой используется схема, изображенная на рис. 3.14. Полярность источников питания соответствует транзистору $p-n-p$; при исследовании транзистора $n-p-n$ она должна быть противоположной.

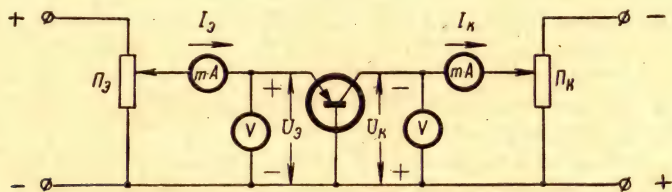


Рис. 3.14. Схема для снятия статических характеристик транзистора $p-n-p$ с общей базой

Входной, или эмиттерной, статической характеристикой (ЭСХ) транзистора с общей базой называется зависимость тока эмиттера $I_Э$ от напряжения на эмиттере $U_Э$ при постоянном напряжении (токе) на коллекторе. Из этого определения видно, что существуют два семейства характеристик.

Первое семейство ЭСХ изображено на рис. 3.15, а. Математическая запись любой характеристики этого семейства такова: $I_Э = f(U_Э)$ при $U_К = \text{const}$.

При снятии характеристики, соответствующей $U_К = 0$, движок потенциометра $П_К$ должен находиться в крайнем нижнем положении. В этом случае получается прямая ветвь вольтамперной характеристики эмиттерного перехода. При напряжении $U_К = -5$ в характеристика пойдут несколько выше первой. Объясняется это тем, что с увеличением напряжения $U_К$ расширяется коллекторный переход и соответственно сокращается ширина базы, вследствие чего уменьшается ток рекомбинации, т. е. уменьшается ток базы, а следовательно, уменьшается падение напряжения на распределенном омическом сопротивлении базы и несколько возрастает прямое напряжение на эмиттерном переходе. Перемещение характеристики вверх при увеличении напряжения $U_К$ очень незначительно, так как уменьшение ширины базы сопровождается некоторым увеличением ее объемного сопротивления.

Рассмотренные эмиттерные статические характеристики по напряжению (ЭСХН) используются при графическом анализе физических процессов, происходящих в усилителях.

Второе семейство ЭСХ изображено на рис. 3.15, б. Математическая запись любой характеристики этого семейства такова: $I_3 = f(U_3)$ при $I_K = \text{const}$.

При снятии характеристики, соответствующей $I_K = 0$, необходимо разомкнуть цепь коллектора. В этом случае получается прямая ветвь вольтамперной характеристики эмиттерного перехода. Для получения характеристики, соответствующей току $I_K = 2 \text{ ма}$, необходимо иметь ток эмиттера больше 2 ма . Это условие выполняется только с некоторого значения напряжения на эмиттере. Поэтому такая характеристика начинается не из начала координат, а располагается левее и выше первой.

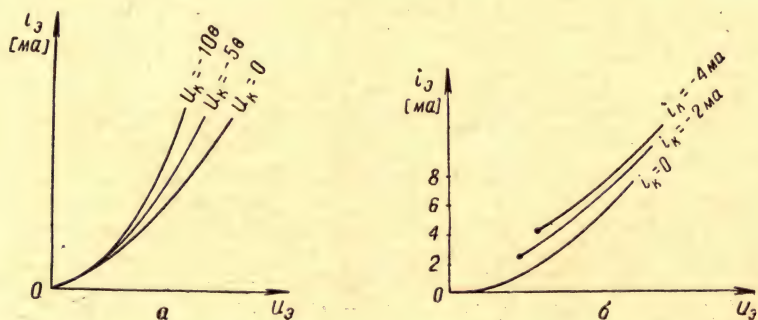


Рис. 3.15. Эмиттерные статические характеристики транзистора $p-n-p$: а — снятые при постоянном напряжении на коллекторе (характеристики по напряжению); б — снятые при постоянном токе коллектора (характеристики по току)

При снятии эмиттерной статической характеристики по току (ЭСХТ), чтобы поддержать постоянным ток коллектора, необходимо одновременно с увеличением напряжения на эмиттере уменьшать коллекторное напряжение. Следовательно, перемещение движка потенциометра P_3 вверх должно сопровождаться перемещением движка потенциометра P_K вниз.

Выходной, или коллекторной, статической характеристикой (КСХ) транзистора с общей базой называется зависимость тока коллектора I_K от напряжения на коллекторе U_K при постоянном токе (или напряжении) эмиттера. Типичные семейства характеристик изображены на рис. 3.16. Из рисунка видно, что влияние коллекторного напряжения на ток I_K в транзисторе с общей базой ничтожно мало. Объясняется это тем, что инжектированные в базу носители, достигнув коллекторного перехода, перебрасываются в область коллектора при любой величине напряжения U_K .

Увеличение U_K лишь несколько уменьшает ширину базы, ток коллектора при этом растет очень незначительно.

Располагая семейством КСХ, изображенном на рис. 3.16, а, можно определить коэффициент усиления транзистора по переменному току для случая включения по схеме с общей базой.

Коэффициентом усиления по переменному току транзистора с общей базой называется отношение величины изменения тока коллектора к величине изменения тока эмиттера при постоянном напряжении на коллекторе. Его принято обозначать α :

$$\alpha = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_E} \text{ при } U_K = \text{const.} \quad (3.8)$$

Из КСХ транзистора видно, что при постоянном напряжении на коллекторе

$$\frac{\Delta I_K}{\Delta I_E} \approx \frac{I_K}{I_E} = \alpha_0. \quad (3.9)$$

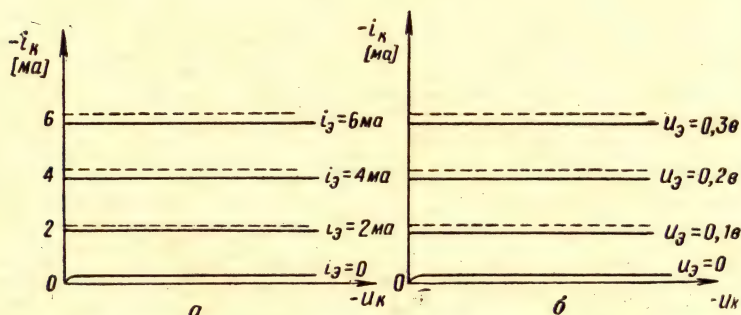


Рис. 3.16. Коллекторные статические характеристики транзистора *p-n-p* с общей базой:

a — снятые при постоянном токе эмиттера (характеристики по току); *б* — снятые при постоянном напряжении на эмиттере (характеристики по напряжению)

Поэтому с небольшой погрешностью

$$\alpha \approx \alpha_0 = \frac{I_K}{I_E}. \quad (3.10)$$

В очень небольших пределах α_0 возрастает при увеличении напряжения U_K .

Семейство коллекторных статических характеристик по току (КСХТ), изображенное на рис. 3.16, *a*, широко используется при графических анализах работы транзисторных схем. Для этой же цели используют и семейство коллекторных статических характеристик по напряжению (КСХН), изображенное на рис. 3.16, *б*.

§ 3.5. Статические характеристики транзистора с общим эмиттером

Для снятия статических характеристик транзистора с общим эмиттером используется схема, изображенная на рис. 3.17.

Входной или базовой статической характеристикой транзистора с общим эмиттером называется зависимость тока базы I_B от напряжения на базе U_B при постоянном напряжении или токе

коллектора. В соответствии с определением можно снять два семейства базовых статических характеристик (БСХ).

Математическая запись первого семейства БСХ имеет следующий вид: $I_b = f(U_b)$ при $U_k = \text{const}$.

Типичные семейства базовых статических характеристик по напряжению (БСХН) приведены на рис. 3.18. Для одних типов

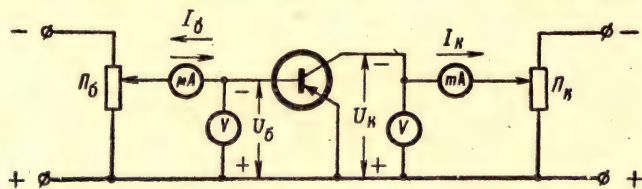


Рис. 3.17. Схема для снятия статических характеристик транзистора $p-n-p$ с общим эмиттером

транзисторов (например, П6А — П6Д) они сближаются при увеличении напряжения на базе (рис. 3.18, а), а для других (например, П4А, П13 — П16) расходятся (рис. 3.18, б). Следовательно, единой закономерности в изменении БСХН нет. Заметим только,

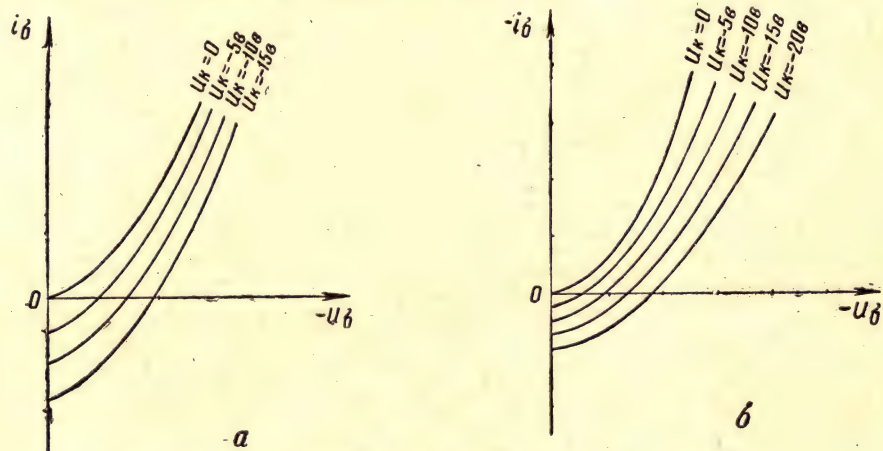


Рис. 3.18. Базовые статические характеристики транзистора $p-n-p$ по напряжению:

а — характеристики сближаются при увеличении напряжения на базе; б — характеристики расходятся при увеличении напряжения на базе

что при увеличении коллекторного напряжения базовая статическая характеристика располагается правее и ниже. Объясняется это тем, что при увеличении коллекторного напряжения происходит уменьшение ширины базы и ток рекомбинации уменьшается. По этой причине возрастает β_0 . Одновременно происходит некоторое увеличение тока I_{k_0} . Следствием этих двух причин является

увеличение тока коллектора и уменьшение тока базы, так как $I_b = I_a - I_k$.

Направление тока базы зависит от соотношения величин токов I_a и I_k . Обычно $I_k < I_a$. Но при очень малых напряжениях U_b , когда инжекция неравновесных носителей в базу ничтожно мала, может получиться, что $I_k > I_a$. В этих условиях I_{k_0} оказывается больше рекомбинационного тока.

БСХН одного и того же транзистора часто мало отличаются между собой (из-за слабого влияния коллекторного напряжения на величину тока коллектора, а следовательно, и на величину

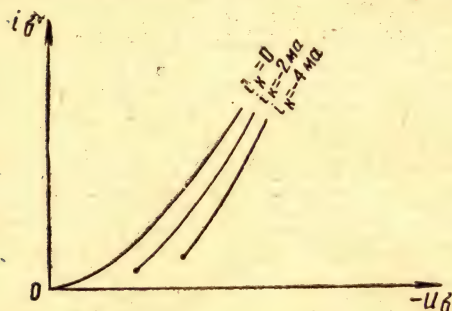


Рис. 3.19. Базовые статические характеристики транзистора $p-n-p$ по току

тока базы). Поэтому иногда бывает достаточно знать только одну базовую статическую характеристику транзистора, снятую для любого напряжения на коллекторе. Данное замечание сделано только потому, что в справочниках отсутствуют семейства БСХН многих транзисторов.

Математическая запись второго семейства БСХ имеет следующий вид: $I_b = f(U_b)$ при $I_k = \text{const}$.

Это характеристики по току. Семейство БСХТ приведено на рис. 3.19. Из рисунка видна их характерная особенность: чем больше ток коллектора, тем правее и ниже располагается характеристика и тем выше ее начало. Последнее обстоятельство объясняется тем, что для достижения большей величины тока коллектора необходимо иметь больший ток эмиттера, а для этого требуется большее напряжение на базе. Но при большем напряжении на базе будет больше и ток базы.

Заметим, что при снятии базовой характеристики при постоянном токе I_k необходимо одновременно с увеличением напряжения на базе уменьшать напряжение на коллекторе. Только так можно поддерживать постоянство коллекторного тока.

Выходной или коллекторной статической характеристикой транзистора с общим эмиттером называется зависимость тока коллектора от напряжения на коллекторе при постоянном токе или напряжении на базе. Следовательно, для каждого транзистора можно снять два семейства КСХ, которые изображены на рис. 3.20.

Из характеристик видно, что влияние коллекторного напряжения на величину тока коллектора возрастает с увеличением этого тока. Объясняется это тем, что напряжение U_k распределяется между двумя переходами. При этом для коллекторного перехода оно является обратным, а для эмиттерного — прямым. Но сопротивление коллекторного перехода заметно уменьшается с ростом

тока коллектора, так как при этом в коллекторном переходе увеличивается число СНЗ, перебрасываемых из базы в коллектор. Следовательно, с увеличением тока коллектора все большая часть коллекторного напряжения приходится на долю эмиттерного перехода. По этой причине с ростом напряжения U_K увеличивается ток эмиттера, а следовательно, и ток коллектора.

Имея семейство КСХТ (рис. 3.20, а), можно определить коэффициент усиления транзистора по переменному току при включении его по схеме с общим эмиттером.

Коэффициентом усиления по переменному току транзистора с общим эмиттером называется отношение величины изменения

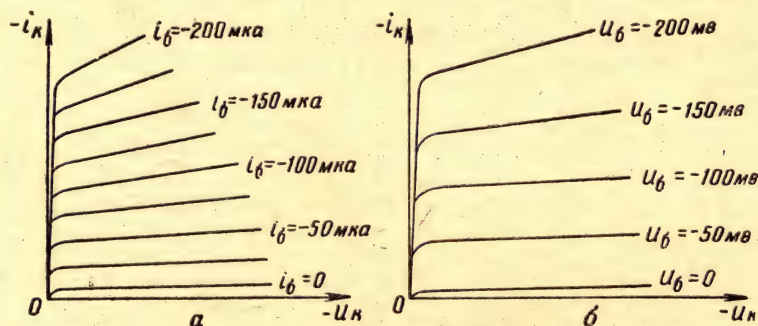


Рис. 3.20. Коллекторные статические характеристики транзистора $p-n-p$ с общим эмиттером:

а — по току; б — по напряжению

тока коллектора к величине изменения тока базы при постоянном напряжении на коллекторе. Обычно его обозначают β :

$$\beta = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \text{ при } U_K = \text{const.} \quad (3.11)$$

Из КСХ видно, что при малых токах базы и при постоянном напряжении на коллекторе

$$\frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \approx \frac{I_K}{I_B} = \beta_0. \quad (3.12)$$

Поэтому с небольшой погрешностью

$$\beta \approx \beta_0 = \frac{I_K}{I_B}. \quad (3.13)$$

Формулой (3.13) часто пользуются для приблизительной оценки величины β при помощи простых измерительных приборов.

Величина β_0 возрастает при увеличении напряжения на коллекторе. Однако эта зависимость ощутима только при больших токах базы. При малом токе базы β_0 практически не зависит от коллекторного напряжения.

Между коэффициентами усиления β и α существует вполне определенная зависимость. Она вытекает из того положения, что

$$I_e = I_k + I_b. \quad (3.14)$$

Тогда на основании уравнения (3.8) имеем

$$\alpha = \frac{I_k}{I_k + I_b} = \frac{1}{1 + \frac{I_b}{I_k}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta}} = \frac{\beta}{\beta + 1}. \quad (3.15)$$

Откуда

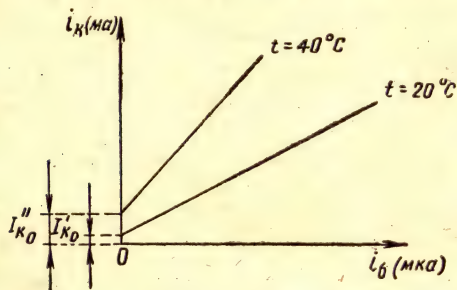
$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \quad (3.16)$$

Таким образом, зная коэффициент усиления по переменному току транзистора с общей базой, легко рассчитать коэффициент усиления по переменному току для схемы с общим эмиттером, и наоборот.

Ввиду удобства определения коэффициента усиления транзистора по току и ряду других причин семействам КСХТ пользуются очень часто.

Снятие семейства КСХН, изображенного на рис. 3.20, б, требует очень большой точности эксперимента. Даже небольшая погрешность в установке напряжения на базе приводит к значительному изменению величины коллекторного тока транзистора.

Рис. 3.21. Зависимость между током коллектора и током базы при различной температуре транзистора



По этой причине справочники по полупроводниковым приборам не содержат семейств КСХН многих транзисторов. Заметим, что для семейства КСХН типична некоторая неравномерность их расположения.

Из уравнения (3.6) следует, что между током коллектора и током базы существует почти линейная зависимость (рис. 3.21). При нагреве возрастает температурный ток коллектора I_{k0} и несколько увеличивается коэффициент усиления транзистора по току.

Влияние температуры транзистора на положение его КСХ показано на рис. 3.22. Из рисунка видно, что при повышении температуры транзистора и неизменном токе базы ток коллектора увеличивается, так как с ростом температуры уменьшается потенциальный барьер эмиттерного перехода. Большая зависимость положения характеристик, а следовательно, и величины параметров транзисторов от температуры является их серьезным недостатком. Для ослабления влияния температуры на работу транзисторных усилителей приходится принимать специальные меры температурной стабилизации их исходного режима.

На рис. 3.22 изображена пунктиром гипербола допустимой мощности потерь (ГДМП). Она показывает максимально допустимую мощность потерь $P_{к. доп.}$, которую можно рассеять на коллекторе транзистора в виде тепла. Поэтому выше ГДМП расположена нерабочая область коллекторных статических характеристик. Их использование в этой области иногда возможно, но только при выполнении определенных условий работы усилителя.

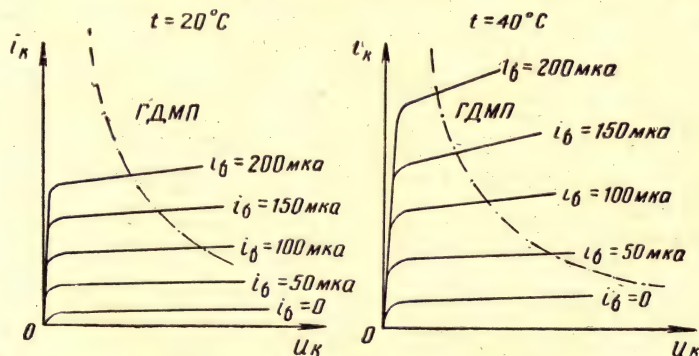


Рис. 3.22. Влияние температуры транзистора на положение его коллекторных статических характеристик

Обычно произведение мгновенных значений i_k и u_k не должно превышать величины $P_{к. доп.}$

Практический опыт по расчету транзисторных схем показывает, что знать положение ГДМП необходимо только при расчете усилителей мощности, в которых может возникнуть опасный перегрев транзисторов.

ГЛАВА IV

СИСТЕМЫ МАЛОСИГНАЛЬНЫХ СТАТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРА

§ 4.1. Четырехполюсник, эквивалентный транзистору

Транзисторы часто используются для усиления сигналов малой величины. В таких случаях их можно считать линейными устройствами.

Для выяснения усилительных свойств транзисторов, работающих в линейном режиме (режим класса А), наряду с их статиче-

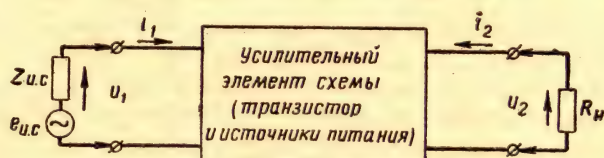


Рис. 4.1. Эквивалентная схема транзистора в виде четырехполюсника

скими характеристиками широко используют различные системы характеристических параметров. Такие параметры тесно связаны с характеристиками транзистора и могут по ним определяться. Они позволяют создавать различные эквивалентные схемы транзистора с целью упрощения теоретических расчетов усилителей.

Если усилительные свойства изучаются при помощи воздействия на транзистор малого синусоидального сигнала, то на основании теории четырехполюсников транзистор можно заменить эквивалентной схемой.

Эта теория позволяет представить любое радиотехническое устройство с двумя входными и двумя выходными зажимами в виде четырехполюсника, изображенного на рис. 4.1. На входе четырехполюсника действуют переменные напряжение u_1 и ток i_1 , а на выходе — переменные напряжение u_2 и ток i_2 . Их положительные направления условны и показаны стрелками. Ввиду условности положительных направлений мгновенных значений переменных то-

ков и напряжений они могут не совпадать с реальными направлениями. При необходимости этот вопрос уточняется после завершения расчетов.

Четырехполюсник называется активным, если мощность электрических колебаний на его выходе превышает мощность колебаний на входе. Активный четырехполюсник обязательно содержит источники электрической энергии.

Свойства четырехполюсника могут быть описаны различными вариантами систем двух уравнений, связывающих между собой величины u_1 , i_1 , u_2 и i_2 . Всего таких систем уравнений существует шесть, но обычно используются только три.

Поскольку в данной книге будут рассматриваться свойства четырехполюсника, эквивалентного транзистору, то его параметры будем отождествлять с параметрами транзистора. Ввиду такой условности характеристических параметров транзистора их часто называют четырехполюсниковыми.

§ 4.2. Система z -параметров и r -параметров транзистора

Если в четырехполюснике принять токи i_1 и i_2 за независимые переменные, то для него можно написать следующую систему двух уравнений:

$$\begin{cases} u_1 = f_1(i_1, i_2); \\ u_2 = f_2(i_1, i_2). \end{cases} \quad (4.1)$$

т. е. напряжения u_1 и u_2 представляют собой некоторые функции f_1 и f_2 (пока неизвестные нам) от токов i_1 и i_2 .

Дифференцируя данные функции, получим уравнения для их полных приращений (полные дифференциалы):

$$\begin{cases} du_1 = \frac{\partial u_1}{\partial i_1} \cdot di_1 + \frac{\partial u_1}{\partial i_2} \cdot di_2; \\ du_2 = \frac{\partial u_2}{\partial i_1} \cdot di_1 + \frac{\partial u_2}{\partial i_2} \cdot di_2. \end{cases} \quad (4.2)$$

Для упрощения дальнейшего анализа будем считать, что мгновенные значения токов и напряжений изменяются по синусоидальному закону. Тогда можно принять, что $du_1 = U_1$ и $du_2 = U_2$ — соответственно действующие значения входного и выходного синусоидальных напряжений, а $di_1 = I_1$ и $di_2 = I_2$ — соответственно действующие значения входного и выходного синусоидальных токов.

Можно ввести обозначения и для частных производных:

$$\frac{\partial u_1}{\partial i_1} = z_{11}, \quad \frac{\partial u_1}{\partial i_2} = z_{12}, \quad \frac{\partial u_2}{\partial i_1} = z_{21}, \quad \frac{\partial u_2}{\partial i_2} = z_{22}.$$

В результате получим следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} U_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2; \\ U_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2. \end{cases} \quad (4.3)$$

Из системы уравнений (4.3) видно, что свойства транзистора характеризуются величинами параметров z_{11} , z_{12} , z_{21} и z_{22} , имеющих размерность сопротивлений. Поэтому их называют характеристическими сопротивлениями транзистора. Они зависят от частоты входного сигнала и, следовательно, являются комплексными.

Если определение усилительных свойств транзистора допустимо проводить на сравнительно низких частотах, то в этом случае можно считать его характеристические сопротивления чисто активными, т. е. не зависящими от частоты.

В этом случае система уравнений (4.3) будет иметь следующий вид:

$$\begin{cases} U_1 = r_{11}I_1 + r_{12}I_2; \\ U_2 = r_{21}I_1 + r_{22}I_2. \end{cases} \quad (4.4)$$

Из нее видно, что сопротивление

$$r_{11} = \frac{U_1}{I_1} \text{ при } I_2 = 0. \quad (4.5)$$

Следовательно, r_{11} есть входное сопротивление транзистора для малого низкочастотного сигнала, определяемое при разомкнутой цепи для выходного переменного тока. Сопротивление r_{11} желательно иметь как можно большим.

Сопротивление

$$r_{12} = \frac{U_1}{I_2} \text{ при } I_1 = 0. \quad (4.6)$$

Оно называется обратным проходным сопротивлением транзистора, определяемым при разомкнутой цепи для входного переменного тока. Такое название сопротивлению r_{12} дано потому, что ввиду его наличия выходной ток I_2 создает на разомкнутых входных зажимах четырехполюсника напряжение U_1 .

Следовательно, сопротивление r_{12} характеризует присущую транзистору внутреннюю обратную связь, т. е. влияние выходной цепи на входную. Поэтому очень часто его называют сопротивлением внутренней обратной связи транзистора. Сопротивление r_{12} желательно иметь как можно меньшим.

Сопротивление

$$r_{21} = \frac{U_2}{I_1} \text{ при } I_2 = 0. \quad (4.7)$$

Это сопротивление называется прямым проходным сопротивлением транзистора, определяемым при разомкнутой цепи для выходного переменного тока. Такое название сопротивлению r_{21} дано потому, что из-за его наличия входной ток I_1 создает на разомкнутых выходных зажимах четырехполюсника напряжение U_2 . Следовательно, сопротивление r_{21} характеризует усилительные свойства транзистора. Его величину желательно иметь как можно большей.

Соотношения между r -параметрами транзистора при различных схемах его включения

| Общая база | Общий эмиттер | Общий коллектор |
|---|---|---|
| $r_{11б} = r_{11э}$ | $r_{11э} = r_{11б}$ | $r_{11к} = r_{22б}$ |
| $r_{12б} = r_{11э} - r_{12э}$ | $r_{12э} = r_{11б} - r_{12б}$ | $r_{12к} = r_{22б} - r_{21б}$ |
| $r_{21б} = r_{11э} - r_{21э}$ | $r_{21э} = r_{11б} - r_{21б}$ | $r_{21к} = r_{22б} - r_{12б}$ |
| $r_{22б} = r_{11э} + r_{22э} - r_{12э} - r_{21э}$ | $r_{22э} = r_{11б} + r_{22б} - r_{12б} - r_{21б}$ | $r_{22к} = r_{11б} + r_{22б} - r_{12б} - r_{21б}$ |
| $r_{11б} = r_{11к} + r_{22к} - r_{12к} - r_{21к}$ | $r_{11э} = r_{11к} + r_{22к} - r_{12к} - r_{21к}$ | $r_{11к} = r_{11э} + r_{22э} - r_{12э} - r_{21э}$ |
| $r_{12б} = r_{11к} - r_{21к}$ | $r_{12э} = r_{22к} - r_{12к}$ | $r_{12к} = r_{22э} - r_{12э}$ |
| $r_{21б} = r_{11к} - r_{12к}$ | $r_{21э} = r_{22к} - r_{21к}$ | $r_{21к} = r_{22э} - r_{21э}$ |
| $r_{22б} = r_{11к}$ | $r_{22э} = r_{22к}$ | $r_{22к} = r_{22э}$ |

$$r_{22} = \frac{U_2}{I_2} \text{ при } I_1 = 0. \quad (4.8)$$

Следовательно, r_{22} является выходным сопротивлением транзистора, определяемым при разомкнутой цепи для входного переменного тока. Его желательно иметь как можно меньшим.

Характеристические сопротивления r_{11} , r_{12} , r_{21} и r_{22} часто называют параметрами холостого хода транзистора, так как они определяются при разомкнутой входной или выходной цепи.

Конкретные величины r -параметров реального транзистора можно определять по его статическим характеристикам. Но они различны для различных схем включения транзистора.

Поэтому r -параметры для схемы с общей базой будем обозначать $r_{11б}$, $r_{12б}$, $r_{21б}$, $r_{22б}$; для схемы с общим эмиттером — $r_{11э}$, $r_{12э}$, $r_{21э}$, $r_{22э}$ и для схемы с общим коллектором — $r_{11к}$, $r_{12к}$, $r_{21к}$, $r_{22к}$.

Если все эти параметры определяются для одного и того же режима работы транзистора, то между ними имеется взаимная связь, приведенная в табл. 4.1.

Наличие взаимной связи между r -параметрами транзистора для его различных схем включения позволяет помещать в справочниках данные только по одной из них (обычно с общей базой). Для других схем параметры легко рассчитать по формулам. Следует иметь в виду, что у транзистора с общим эмиттером сопротивление $r_{21э}$ всегда получается отрицательным. Это показывает, что в данной схеме фаза выходного напряжения противоположна фазе входного тока, а следовательно, и фазе входного напряжения.

Пример. Из справочника для транзистора П14 имеем

$$r_{11б} = 415 \text{ ом}, r_{12б} = 400 \text{ ом}, r_{21б} = 1,2 \text{ Мом}, r_{22б} = 1,25 \text{ Мом}.$$

По формулам получаем

$$r_{11э} = 415 \text{ ом}, r_{12э} = 15 \text{ ом}, r_{21э} = -1199585 \text{ ом}, r_{22э} = 50015 \text{ ом};$$

$$r_{11к} = 1,25 \text{ Мом}, r_{12к} = 50 \text{ ком}, r_{21к} = 1249600 \text{ ом}, r_{22к} = 50015 \text{ ом}.$$

Из приведенного примера видно, что с большой степенью точности можно считать $r_{21э} = -r_{21б}$ и $r_{21к} = r_{22б}$.

§ 4.3. Определение r -параметров транзистора по его статическим характеристикам

Поскольку r -параметры транзистора с общей базой можно узнать из справочников, то рассмотрим метод их определения по статическим характеристикам для схемы с общим эмиттером. В этой схеме $U_1 = U_б$, $I_1 = I_б$, $U_2 = U_к$, $I_2 = I_к$.

Определение сопротивления $r_{11э}$

Для транзистора с общим эмиттером уравнение (4.5) принимает следующий вид:

$$r_{11э} = \frac{U_6}{I_6} \text{ при } I_k = 0. \quad (4.9)$$

Здесь все напряжения и токи являются переменными (действующие значения). Но статические характеристики транзистора показывают взаимную связь между постоянными напряжениями и токами. Поэтому уравнение (4.9) необходимо написать так:

$$r_{11э} = \frac{\Delta U_6}{\Delta I_6} \text{ при } I_k = \text{const}. \quad (4.10)$$

Отсюда ясно, что для определения сопротивления $r_{11э}$ достаточно иметь одну входную характеристику транзистора, снятую при заданной величине тока коллектора (рис. 4.2)*.

Из этого рисунка видно, что величина сопротивления $r_{11э}$ зависит от напряжения U_6 . Обычно она бывает порядка нескольких сотен ом.

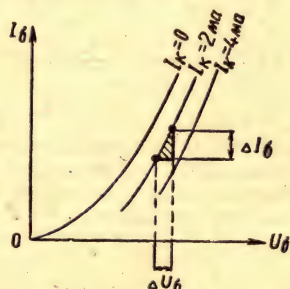


Рис. 4.2. Определение сопротивления $r_{11э}$ по базовой характеристике транзистора при заданном токе коллектора

Определение сопротивления $r_{12э}$

Для транзистора с общим эмиттером уравнение (4.6) следует записать так:

$$r_{12э} = \frac{U_6}{I_k} \text{ при } I_6 = 0. \quad (4.11)$$

Но здесь напряжение и токи имеются в виду переменные. Поэтому для определения параметра $r_{12э}$ по статическим характеристикам это уравнение запишется в таком виде:

$$r_{12э} = \frac{\Delta U_6}{\Delta I_k} \text{ при } I_6 = \text{const}. \quad (4.12)$$

Отсюда следует, что для определения сопротивления $r_{12э}$ необходимо иметь не менее двух входных характеристик, снятых

* Поскольку транзисторы бывают *p-n-p* или *n-p-n*, а для определения их четырехполусниковых параметров нет необходимости учитывать направления постоянных токов и напряжений, то на рис. 4.2—4.5 и 4.14—4.17 все они показаны положительными.

при различных токах коллектора (рис. 4.3). Из рисунка видно, что сопротивление $r_{12э}$ заметно зависит от тока I_6 , при котором оно определяется. Обычно величина $r_{12э}$ бывает порядка десятков ом.

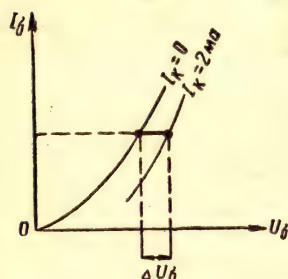


Рис. 4.3. Определение сопротивления $r_{12э}$ по двум базовым характеристикам транзистора при заданном токе базы

Определение сопротивления $r_{21э}$

Запишем уравнение (4.7) в следующем виде:

$$r_{21э} = \frac{U_K}{I_6} \text{ при } I_K = 0, \quad (4.13)$$

где напряжение и токи переменные. Поэтому для пользования характеристиками транзистора запишем, что

$$r_{21э} = \frac{\Delta U_K}{\Delta I_6} \text{ при } I_K = \text{const.} \quad (4.14)$$

Из этого уравнения видно, что для определения сопротивления $r_{21э}$ необходимо иметь не менее двух выходных статических характеристик (рис. 4.4). Величина параметра $r_{21э}$ зависит от тока I_K , при котором он определяется. Обычно у плоскостных транзисторов $r_{21э}$ бывает порядка единиц мегом.

Определение сопротивления $r_{22э}$

Уравнение (4.8) для транзистора с общим эмиттером принимает следующий вид:

$$r_{22э} = \frac{U_K}{I_K} \text{ при } I_6 = 0. \quad (4.15)$$

Следовательно, для пользования статическими характеристиками надо его записать так:

$$r_{22э} = \frac{\Delta U_K}{\Delta I_K} \text{ при } I_6 = \text{const.} \quad (4.16)$$

Отсюда видно, что для определения сопротивления $r_{22э}$ достаточно иметь только одну выходную характеристику транзистора, снятую при заданном токе базы (рис. 4.5). Сопротивление $r_{22э}$ заметно зависит от тока I_6 , при котором оно определяется, и прак-

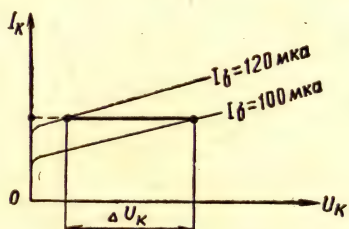


Рис. 4.4. Определение сопротивления $r_{21э}$ по двум коллекторным характеристикам транзистора при заданном токе коллектора

тически не зависит от напряжения U_K . Обычно $r_{22\partial}$ бывает порядка десятков килоом.

Аналогичным образом можно определить r -параметры транзистора, включенного по схеме с общей базой или с общим коллектором. Необходимо только иметь его статические характеристики для таких схем включения. Различие будет заключаться в величинах, характеристических сопротивлений.

Для схемы с общей базой сопротивления $r_{11\partial}$ и $r_{12\partial}$ чаще всего бывают порядка сотен ом. При этом сопротивление $r_{11\partial}$ несколько больше, чем $r_{12\partial}$ (на десятки ом), а сопротивления $r_{21\partial}$ и $r_{22\partial}$ обычно бывают порядка одного — двух мегом. При этом $r_{22\partial}$ больше $r_{21\partial}$ на несколько десятков килоом.

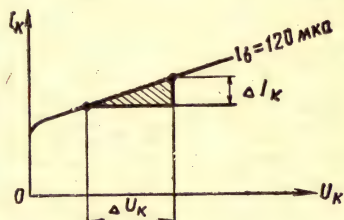


Рис. 4.5. Определение сопротивления $r_{22\partial}$ по коллекторной характеристике транзистора при заданном токе базы

§ 4.4. Эквивалентные схемы транзистора в r -параметрах

Система уравнений (4.4) позволяет составить большое количество различных эквивалентных схем транзистора в r -параметрах. Покажем это на нескольких примерах.

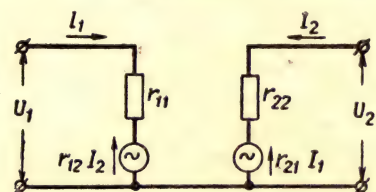


Рис. 4.6. Пример эквивалентной схемы транзистора в r -параметрах с двумя генераторами напряжения

Непосредственно из системы уравнений (4.4) получается схема, изображенная на рис. 4.6. Она одинакова при любом способе включения транзистора. Из нее ясно, что сопротивления r_{11} и r_{21} всегда желательно иметь большими, а r_{12} и r_{22} малыми. Тогда транзистор будет обладать большим входным и малым выходным сопротивлениями, значительным усилением, а его внутренняя обратная связь окажется небольшой.

Несмотря на простоту, приведенная схема не позволяет выявить наглядно физические свойства реального транзистора. Поэтому она не получила большого распространения.

Для получения более наглядной эквивалентной схемы преобразуем систему уравнений (4.4). К первому уравнению прибавим и вычтем напряжение $r_{12}I_1$, а ко второму — напряжение $r_{12}(I_1 + I_2)$. Тогда система уравнений получит следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= (r_{11} - r_{12}) I_1 + r_{12} (I_1 + I_2); \\ U_2 &= (r_{21} - r_{12}) I_1 + (r_{22} - r_{12}) I_2 + r_{12} (I_1 + I_2). \end{aligned} \right\} \quad (4.17)$$

Из нее видно, что сопротивление r_{12} является общим для входного и выходного токов, так как по нему протекает ток, равный их алгебраической сумме. В цепи тока I_1 находится только одно сопротивление, величина которого равна разности двух параметров транзистора r_{11} и r_{12} . В цепи тока I_2 имеется также одно сопротивление, величина которого равна разности двух параметров транзистора $r_{22} - r_{12}$.

Из второго уравнения системы (4.17) видно, что встречно с напряжением U_2 действует ЭДС эквивалентного генератора, величина которой $E_r = (r_{21} - r_{12}) I_1$.

Таким образом, в результате искусственного преобразования системы уравнений (4.4) в систему (4.17) получается T -образная эквивалентная схема транзистора, изображенная на рис. 4.7.

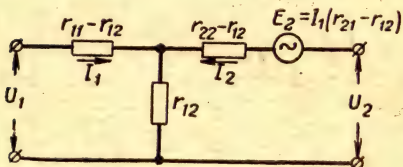


Рис. 4.7. Эквивалентная T -образная схема транзистора в r -параметрах с одним генератором напряжения

Элементы этой формальной схемы можно отождествить с реальными элементами транзистора, включенного по схеме с общей базой. Основанием для этого служит расположение сопротивлений T -образной схемы и их величины. Оказывается, что сопротивление $r_{12\delta}$ получается

порядка сотен ом. Но примерно такую же величину имеет распределенное сопротивление материала базы r_b . Поэтому можно считать, что $r_{12\delta} = r_b$.

Разность двух характеристических сопротивлений $r_{11\delta} - r_{12\delta}$ всегда оказывается равной десяткам ом. Но такого порядка бывает прямое сопротивление эмиттерного перехода r_a . Поэтому допустимо считать, что $r_{11\delta} - r_{12\delta} = r_a$.

Разность двух характеристических сопротивлений $r_{22\delta} - r_{12\delta}$ практически равна сопротивлению $r_{22\delta}$, а оно бывает около одного — двух мегом. Следовательно, это сопротивление можно отождествить с обратным сопротивлением коллекторного перехода r_k . Поэтому принято считать $r_{22\delta} - r_{12\delta} = r_k$.

Разность параметров $r_{21\delta} - r_{12\delta}$ отражает усилительные свойства транзистора. Поэтому вводят обозначение $r_{21\delta} - r_{12\delta} = r_T$, относя сопротивление r_T к эквивалентному генератору. Но оно не является внутренним сопротивлением этого генератора, а только характеризует его ЭДС. Поэтому назовем r_T характеристическим сопротивлением эквивалентного генератора. В плоскостных транзисторах $r_T < r_k$, так как всегда $r_{21\delta} < r_{22\delta}$. Внутреннее сопротивление эквивалентного генератора равно нулю.

Таким образом, для транзистора с общей базой T -образная эквивалентная схема имеет вид, показанный на рис. 4.8.

Ввиду ощутимой реальности этой схемы ее считают физической эквивалентной схемой транзистора, а ее элементы — физическими (собственными) параметрами транзистора.

Очень часто параметр $r_э$ называют сопротивлением эмиттера, а параметр $r_к$ — сопротивлением коллектора.

Условные сопротивления T -образной эквивалентной схемы $r_э$, $r_б$, $r_к$ и $r_г$ оказываются очень близкими к реальным, если параметры $r_{11б}$, $r_{12б}$, $r_{21б}$ и $r_{22б}$ определяются по характеристикам выбранного транзистора в точках, соответствующих его исходному режиму работы.

На рис. 4.8 стрелками показаны условные положительные направления переменных токов эмиттера и коллектора. Фактически же эти токи противофазны. Когда ток $I_э$ втекает в транзистор, то ток $I_к$ вытекает из него. Поэтому через сопротивление базы $r_б$

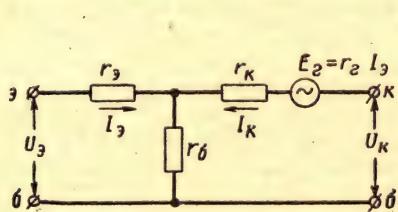


Рис. 4.8. Эквивалентная T -образная схема транзистора с общей базой (с генератором напряжения)

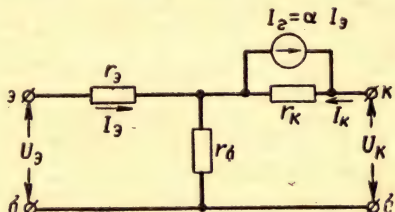


Рис. 4.9. Эквивалентная T -образная схема транзистора с общей базой (с генератором тока)

они протекают навстречу друг другу. Следовательно, в транзисторе с общей базой на сопротивлении $r_б$ создается напряжение внутренней положительной обратной связи. Она является причиной малого входного сопротивления транзистора с общей базой.

На рис. 4.9 показан другой вариант T -образной эквивалентной схемы. В ней вместо генератора переменного напряжения имеется генератор переменного тока с бесконечно большим внутренним сопротивлением, подключенный параллельно сопротивлению $r_к$. Величина тока, создаваемого данным генератором, равна $\alpha \cdot I_э$. Этот ток, протекая через сопротивление $r_к$, создает на нем напряжение

$$\alpha I_э r_к = r_г I_э,$$

откуда следует, что

$$\alpha = \frac{r_г}{r_к}. \quad (4.18)$$

В обеих T -образных эквивалентных схемах транзистора имеется внутренняя последовательная обратная связь по току. Напряжение обратной связи создается выходным током на сопротивлении базы $r_б$.

Поскольку все фиктивные сопротивления эквивалентной T -образной схемы отождествляются с реально существующими сопротивлениями, то их следует считать одинаковыми при любом способе включения транзистора. Поэтому для транзистора с общим

эмиттером эквивалентная T -образная схема с генератором напряжения принимает вид, показанный на рис. 4.10. Она получена из схемы, изображенной на рис. 4.8, путем замены ее общей точки.

В этой схеме через сопротивление эмиттерного перехода r_e проходят синфазные токи базы I_b и коллектора I_k . Поэтому на сопротивлении r_e создается напряжение внутренней положительной обратной связи.

Аналогичным образом получается эквивалентная T -образная схема для транзистора с общим коллектором, приведенная на рис. 4.11.

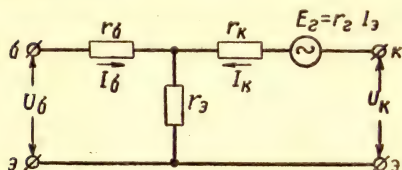


Рис. 4.10. Эквивалентная T -образная схема транзистора с общим эмиттером (с генератором напряжения)

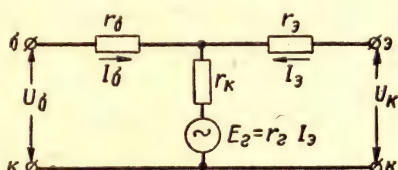


Рис. 4.11. Эквивалентная T -образная схема транзистора с общим коллектором

В любом из вариантов T -образной схемы собственные параметры транзистора можно определять по следующим формулам:

$$\left. \begin{aligned} r_e &= r_{11б} - r_{12б} = r_{12э} = r_{22к} - r_{12к}; \\ r_b &= r_{12б} = r_{11э} - r_{12э} = r_{11к} - r_{21к}; \\ r_k &= r_{22б} - r_{12б} = r_{22э} - r_{21э} = r_{21к}; \\ r_r &= r_{21б} - r_{12б} = r_{12э} - r_{21э} = r_{21к} - r_{12к}. \end{aligned} \right\} \quad (4.19)$$

Пример. Для транзистора П14 имеем $r_e = 15$ ом, $r_b = 400$ ом, $r_k = 1249600$ ом, $r_r = 1199600$ ом.

Иногда в справочниках вместо четырехполюсниковых параметров транзистора помещают величины сопротивлений его эквивалентной T -образной схемы, т. е. собственные параметры транзистора. В этом случае для типового режима транзистора его r -параметры определяют по формулам:

1. Для транзистора с общей базой

$$\left. \begin{aligned} r_{11б} &= r_e + r_b; & r_{12б} &= r_b; \\ r_{21б} &= r_b + r_r; & r_{22б} &= r_b + r_k. \end{aligned} \right\} \quad (4.20)$$

2. Для транзистора с общим эмиттером

$$\left. \begin{aligned} r_{11э} &= r_e + r_b; & r_{12э} &= r_e; \\ r_{21э} &= r_e - r_r; & r_{22э} &= r_k - r_r + r_e. \end{aligned} \right\} \quad (4.21)$$

3. Для транзистора с общим коллектором

$$\left. \begin{aligned} r_{11к} &= r_b + r_k; & r_{12к} &= r_k - r_r; \\ r_{21к} &= r_k; & r_{22к} &= r_k - r_r + r_e. \end{aligned} \right\} \quad (4.22)$$

Из сказанного выше следует, что частотно-независимые физические параметры транзистора можно определять на «нулевой» частоте. Поэтому можно считать r_e прямым сопротивлением эмиттерного перехода (оно очень мало), а r_k обратным сопротивлением коллекторного перехода (оно очень велико).

§ 4.5. Система y -параметров и q -параметров транзистора

Систему исходных уравнений для четырехполюсника, эквивалентного транзистору, можно записать в следующем виде:

$$\begin{cases} i_1 = f_1(u_1, u_2); \\ i_2 = f_2(u_1, u_2). \end{cases} \quad (4.23)$$

В этой записи напряжения приняты за независимые переменные, а токи являются их функциями.

Дифференцируя уравнения системы, получим:

$$\begin{cases} di_1 = \frac{\partial i_1}{\partial u_1} \cdot du_1 + \frac{\partial i_1}{\partial u_2} \cdot du_2; \\ di_2 = \frac{\partial i_2}{\partial u_1} \cdot du_1 + \frac{\partial i_2}{\partial u_2} \cdot du_2. \end{cases} \quad (4.24)$$

Считая, что мгновенные значения токов и напряжений изменяются по синусоидальному закону, принимаем $di_1 = I_1$ и $di_2 = I_2$ соответственно за действующие значения входного и выходного синусоидальных токов, а $du_1 = U_1$ и $du_2 = U_2$ соответственно за действующие значения входного и выходного синусоидальных напряжений.

Поскольку частные производные системы уравнений (4.24) имеют размерность проводимости, то введем следующие обозначения и терминологию:

$\frac{\partial i_1}{\partial u_1} = y_{11}$ — входная проводимость транзистора при коротком замыкании для выходного переменного напряжения;

$\frac{\partial i_1}{\partial u_2} = y_{12}$ — обратная проходная проводимость транзистора при коротком замыкании для входного переменного напряжения;

$\frac{\partial i_2}{\partial u_1} = y_{21}$ — прямая проходная проводимость транзистора при коротком замыкании для выходного переменного напряжения;

$\frac{\partial i_2}{\partial u_2} = y_{22}$ — выходная проводимость транзистора при коротком замыкании для входного переменного напряжения.

Используя введенные обозначения, получим систему уравнений транзистора в следующем виде:

$$\begin{cases} I_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2; \\ I_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2. \end{cases} \quad (4.25)$$

В ней величины y_{11} , y_{12} , y_{21} и y_{22} называют параметрами короткого замыкания, так как они определяются при закороченном входе или выходе транзистора.

На сравнительно низких частотах они являются чисто активными и обозначаются q_{11} , q_{12} , q_{21} и q_{22} .

Тогда

$$\begin{cases} I_1 = q_{11}U_1 + q_{12}U_2; \\ I_2 = q_{21}U_1 + q_{22}U_2. \end{cases} \quad (4.26)$$

Величины q -параметров транзисторов можно определять по статическим характеристикам транзистора.

В справочниках они приводятся для одной из схем включения транзистора (обычно для схемы с общей базой). Тогда для других схем их можно рассчитать по переходным формулам.

Система уравнений (4.25) позволяет получить много вариантов эквивалентных схем транзистора в y -параметрах.

В данной книге система y -параметров не используется. Поэтому о ней дается только понятие, необходимое для усвоения сущности очень распространенной системы h -параметров транзистора.

§ 4.6. Система h -параметров транзистора

В результате многочисленных экспериментов оказалось, что измерение параметров z_{11} , z_{21} , y_{12} и y_{22} нельзя производить с большой точностью. Объясняется это тем, что практически очень трудно обеспечить режим холостого хода выходной цепи транзистора для переменного тока (так как выходное сопротивление транзистора велико) и режим короткого замыкания его входной цепи (так как входное сопротивление транзистора мало).

Для того чтобы обойти эти трудности, стали применять систему h -параметров транзистора. Ее часто называют гибридной или смешанной.

В этой системе исходные уравнения для четырехполюсника записываются в следующем виде:

$$\begin{cases} u_1 = f_1(i_1, u_2); \\ i_2 = f_2(i_1, u_2). \end{cases} \quad (4.27)$$

Дифференцируя уравнения системы, получим:

$$\begin{cases} du_1 = \frac{\partial u_1}{\partial i_1} \cdot di_1 + \frac{\partial u_1}{\partial u_2} \cdot du_2; \\ di_2 = \frac{\partial i_2}{\partial i_1} \cdot di_1 + \frac{\partial i_2}{\partial u_2} \cdot du_2. \end{cases} \quad (4.28)$$

Считая, что мгновенные значения токов и напряжений изменяются по синусоидальному закону, принимаем $du_1 = U_1$, $du_2 = U_2$, $di_1 = I_1$, $di_2 = I_2$.

Частные производные системы (4.28) обозначим $\frac{\partial u_1}{\partial i_1} = h_{11}$,
 $\frac{\partial u_1}{\partial i_2} = h_{12}$, $\frac{\partial i_2}{\partial i_1} = h_{21}$, $\frac{\partial i_2}{\partial u_2} = h_{22}$.

Тогда получим систему уравнений транзистора в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}U_2 \\ I_2 &= h_{21}I_1 + h_{22}U_2 \end{aligned} \right\} \quad (4.29)$$

Из нее видно, что параметр

$$h_{11} = \frac{U_1}{I_1} \text{ при } U_2 = 0. \quad (4.30)$$

Следовательно, h_{11} есть входное сопротивление транзистора при коротком замыкании его выхода.

Параметр

$$h_{12} = \frac{U_1}{U_2} \text{ при } I_1 = 0. \quad (4.31)$$

Обычно h_{12} называют коэффициентом обратной связи по напряжению при разомкнутом входе.

Параметр

$$h_{21} = \frac{I_2}{I_1} \text{ при } U_2 = 0. \quad (4.32)$$

Этот параметр является коэффициентом усиления транзистора по переменному току при коротком замыкании его выхода.

В транзисторе с общей базой $h_{21\text{б}} = \alpha$, а в транзисторе с общим эмиттером $h_{21\text{э}} = \beta$.

Параметр

$$h_{22} = \frac{I_2}{U_2} \text{ при } I_1 = 0. \quad (4.33)$$

Следовательно, h_{22} является выходной проводимостью транзистора при разомкнутом входе.

Реальные величины h -параметров транзистора можно измерить экспериментально или определить по его статическим характеристикам. Понятно, что они различны для различных схем включения транзистора. Но между ними существует взаимная связь, приведенная в табл. 4.2.

Конкретные величины h -параметров одного и того же транзистора зависят от его режима работы. Практически наибольший интерес представляет их зависимость от постоянной составляющей тока эмиттера $I_{\text{э0}}$. Типичный характер зависимости

Приближенные соотношения между h -параметрами транзистора при различных схемах его включения

| Общая база | Общий эмиттер | Общий коллектор |
|--|---|---|
| $h_{11б} = \frac{h_{11э}}{1 + h_{21э}} = -\frac{h_{11к}}{h_{21к}}$ | $h_{11э} = \frac{h_{11б}}{1 + h_{21б}} = h_{11к}$ | $h_{11к} = \frac{h_{11б}}{1 + h_{21б}} = h_{11э}$ |
| $h_{12б} = \frac{h_э - h_{12э}}{1 + h_{21э}} = -\frac{h_{22к}h_{11к}}{h_{21к}}$ | $h_{12э} = \frac{h_б - h_{12б}}{1 + h_{21б}} = \frac{1 - h_{12к}}{h_{12к}}$ | $h_{12к} = \frac{h_б - h_{21б}}{1 + h_{21б}} = \frac{1}{1 + h_{12э}}$ |
| $h_{21б} = -\frac{h_{21э}}{1 + h_{21э}} = -\left(\frac{1 + h_{21к}}{h_{21к}}\right)$ | $h_{21э} = -\frac{h_{21б}}{1 + h_{21б}} = -(1 + h_{21к})$ | $h_{21к} = -\frac{1}{1 + h_{21б}} = -(1 + h_{21э})$ |
| $h_{22б} = \frac{h_{22э}}{1 + h_{21э}} = -\frac{h_{22к}}{h_{21к}}$ | $h_{22э} = \frac{h_{22б}}{1 + h_{21б}} = h_{22к}$ | $h_{22к} = \frac{h_{22б}}{1 + h_{21б}} = h_{22э}$ |

Вспомогательный параметр $h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}$.

h -параметров транзистора П13 с общей базой от тока I_{30} показан на рис. 4.12.

Из него видно, что величины параметров $h_{12\delta}$ и $h_{22\delta}$ возрастают с увеличением постоянного тока эмиттера, а величина параметра $h_{11\delta}$ уменьшается. Только коэффициент усиления по переменному току $h_{21\delta}$ практически не зависит от тока эмиттера.

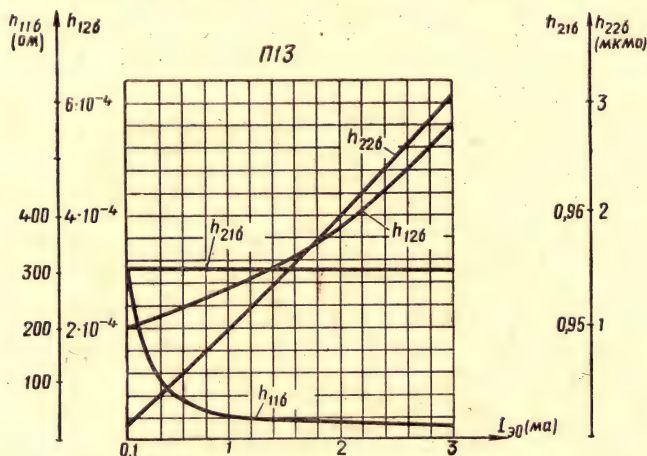


Рис. 4.12. Зависимость h -параметров транзистора П13 от постоянной составляющей тока эмиттера I_{30}

§ 4.7. Определение h -параметров транзистора по его статическим характеристикам

В справочниках h -параметры транзистора обычно приводятся для схемы с общей базой. Для других схем включения транзистора их надо либо пересчитывать по формулам, либо определять по статическим характеристикам.

Рассмотрим метод определения h -параметров транзистора по статическим характеристикам для схемы с общим эмиттером.

Определение параметра $h_{11э}$

Для транзистора с общим эмиттером уравнение (4.30) надо записать так:

$$h_{11э} = \frac{U_6}{I_6} \text{ при } U_k = 0. \quad (4.34)$$

Но статические характеристики транзистора снимаются при постоянных напряжениях и токах. Поэтому формула для определения параметра $h_{11э}$ по характеристикам должна быть такой:

$$h_{11э} = \frac{\Delta U_6}{\Delta I_6} \text{ при } U_k = \text{const}. \quad (4.35)$$

Отсюда ясно, что для определения параметра $h_{11э}$ достаточно иметь одну входную характеристику транзистора, снятую при заданном напряжении на коллекторе (рис. 4.13). Из рисунка видно, что величина сопротивления $h_{11э}$ зависит от напряжения U_6 . Обычно она бывает порядка сотен и даже тысяч ом.

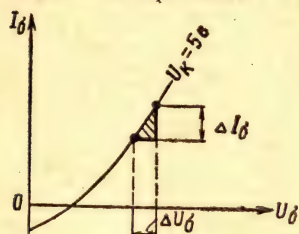


Рис. 4.13. Определение параметра $h_{11э}$ по базовой характеристике транзистора при заданном напряжении на коллекторе

Определение параметра $h_{12э}$

Уравнение (4.31) для транзистора с общим эмиттером можно записать так:

$$h_{12э} = \frac{U_6}{U_k} \text{ при } I_6 = 0. \quad (4.36)$$

Но для определения параметра $h_{12э}$ по статическим характеристикам транзистора формула должна быть следующей:

$$h_{12э} = \frac{\Delta U_6}{\Delta U_k} \text{ при } I_6 = \text{const.} \quad (4.37)$$

Отсюда следует, что для определения параметра $h_{12э}$ необходимо иметь не менее двух входных характеристик транзистора, снятых при различных напряжениях на коллекторе (рис. 4.14). Из рисунка видно, что величина параметра $h_{12э}$ заметно зависит от тока I_6 , при котором он определяется. Обычно $h_{12э}$ бывает порядка 10^{-4} — 10^{-3} .

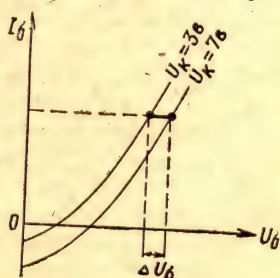


Рис. 4.14. Определение параметра $h_{12э}$ по двум базовым характеристикам транзистора при заданном токе базы

Определение параметра $h_{21э}$

Из уравнения (4.32) имеем

$$h_{21э} = \frac{I_k}{I_6} \text{ при } U_k = 0, \quad (4.38)$$

где токи и напряжение U_k переменные.

Поэтому для определения $h_{21э}$ по характеристикам транзистора формула должна быть такой:

$$h_{21э} = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_6} \text{ при } U_k = \text{const.} \quad (4.39)$$

Следовательно, для определения коэффициента усиления транзистора по переменному току надо иметь не менее двух выходных

статических характеристик, снятых при различных токах базы (рис. 4.15). Поскольку $h_{21э} = \beta$, то его величина обычно измеряется десятками. Она заметно зависит от напряжения U_K .

Определение параметра $h_{22э}$

Уравнение (4.33) для транзистора с общим эмиттером записывается так:

$$h_{22э} = \frac{I_K}{U_K} \text{ при } I_б = 0. \quad (4.40)$$

Но для определения параметра $h_{22э}$ по статическим характеристикам формула должна иметь следующий вид:

$$h_{22э} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_K} \text{ при } I_б = \text{const.} \quad (4.41)$$

Отсюда следует, что достаточно иметь только одну выходную статическую характеристику транзистора, снятую при заданном токе базы (рис. 4.16). Обычно проводимость $h_{22э}$ бывает порядка десятков и сотен мкмо. Она практически не зависит от U_K , но заметно зависит от тока $I_б$. При увеличении тока базы $h_{22э}$ увеличивается.

В такой же последовательности можно определить h -параметры транзистора, включенного по схеме с общей базой или с общим коллектором, по соответствующим статическим характеристикам.

Для транзистора с общей базой типичные величины h -параметров такие: $h_{11б}$ — десятки ом, $h_{12б} = 10^{-3} - 10^{-5}$, $h_{21б} = \alpha = 0,9 - 0,99$, $h_{22б}$ — доли мкмо.

Для транзистора с общим коллектором обычно $h_{11к}$ — тысячи ом, $h_{12к} \approx 1$, $h_{21к}$ — десятки и $h_{22к}$ — десятки мкмо.

§ 4.8. Эквивалентная схема транзистора в h -параметрах

Непосредственно из уравнения (4.29) вытекает эквивалентная схема транзистора в h -параметрах, изображенная на рис. 4.17. Она одинакова при любом включении транзистора. Из нее ясно, что величины параметров h_{11} , h_{21} и h_{22} желательно иметь большими, а величину параметра h_{12} — как можно меньше. Тогда транзистор будет обладать большим входным и малым выходным

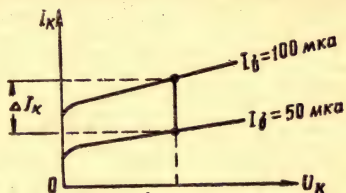


Рис. 4.15. Определение параметра $h_{21э}$ по двум коллекторным характеристикам транзистора при заданном напряжении на коллекторе

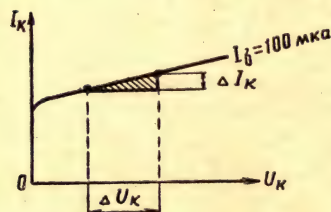


Рис. 4.16. Определение параметра $h_{22э}$ по коллекторной характеристике транзистора при заданном токе базы

сопротивлениями, значительным усилением, а его внутренняя обратная связь окажется небольшой.

Из схемы хорошо видна возможность расчета входного сопротивления и выходной проводимости транзистора. Однако эта

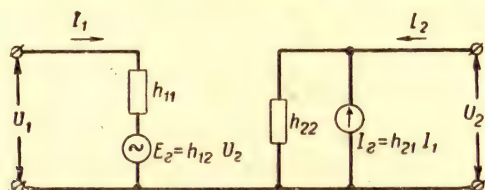


Рис. 4.17. Эквивалентная схема транзистора в h -параметрах

схема недостаточно полно отражает реальные физические процессы, происходящие в транзисторе. Ее эквивалентность с транзистором только формальная. Достоинство схемы состоит в том, что из нее наглядно видны желаемые величины h -параметров транзистора.

ГЛАВА V

РЕОСТАТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С ОБЩЕЙ БАЗОЙ

§ 5.1. Основные параметры усилителя

Реостатный усилитель с общей базой может быть выполнен на транзисторе *p-n-p* или *n-p-n*. В простейшем варианте эти схемы изображены на рис. 5.1.

В схему усилителя входят: транзистор, сопротивление нагрузки R_K , источник питания выходной цепи транзистора с напряжением E_K , источник напряжения смещения на эмиттер E_3 и переходная цепь $C_n R_n$.

Транзистор выполняет роль усилительного прибора. Благодаря сопротивлению R_K он работает в динамическом режиме. Это означает, что изменения коллекторного тока сопровождаются изменениями коллекторного напряжения. Процесс усиления входных сигналов совершается за счет преобразования энергии источников постоянного тока в энергию переменного тока, создающего выходные сигналы. Поэтому всегда можно определить КПД усилителя.

Напряжение E_K обычно бывает от 5 до 20 в. Источник напряжения смещения E_3 (десятые доли вольта) служит для создания

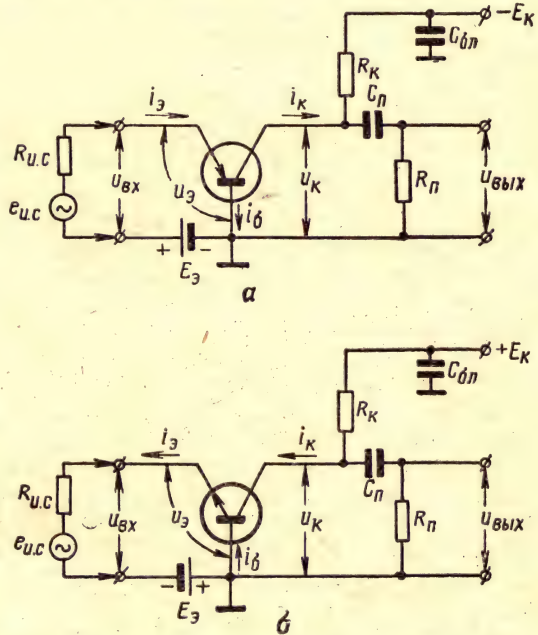


Рис. 5.1. Схема реостатного усилителя с общей базой:

а — на транзисторе *p-n-p*; б — на транзисторе *n-p-n*

начальной инжекции неравновесных свободных носителей зарядов из эмиттера в базу*. В этом случае усилитель можно использовать для усиления сигналов с двухсторонней полярностью (рис. 5.2).

Для упрощения теоретических расчетов усилителя принято считать входной сигнал синусоидальным. После анализа усиления простейшего сигнала (по напряжению, по току и по мощности) становится ясно, каким образом усилитель будет усиливать сигналы более сложной формы при условии, что их основные частотные составляющие входят в полосу пропускания усилителя.

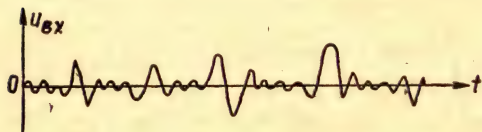


Рис. 5.2. Типичная форма реального напряжения на входе усилителя гармонических сигналов

В дальнейших исследованиях однокаскадных усилителей будем считать, что их выходное напряжение подается на устройство с очень большим входным сопротивлением. Это допущение означает, что нагрузка транзистора в однокаскадном реостатном усилителе

принимается одинаковой для постоянного и переменного тока. В схемах, изображенных на рис. 5.1, она равна сопротивлению R_k . Конечно, для этого надо иметь $R_{\pi} \gg R_k$.

В многокаскадных усилителях такого соотношения сопротивлений R_{π} и R_k нет, так как там роль сопротивления R_{π} выполняет небольшое входное сопротивление следующего каскада. В этих условиях нагрузка транзистора для постоянного тока отличается от его нагрузки для переменного тока.

Сделаем еще одно допущение. Будем считать, что входное напряжение однокаскадного усилителя получается от источника сигнала с внутренним сопротивлением R_{π} , с, одинаковым для постоянного и переменного тока. В многокаскадных усилителях это условие обычно не выполняется.

Особенность любого усилителя на транзисторе заключается в наличии входного тока. Следовательно, на управление транзистором затрачивается определенная мощность.

К основным параметрам любого транзисторного усилителя относятся:

1. Коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{U_{m \text{ вых}}}{U_{m \text{ вх}}}, \quad (5.1)$$

где $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}}$ — действующие значения синусоидального напряжения;

$U_{m \text{ вх}}$ и $U_{m \text{ вых}}$ — амплитудные значения синусоидального напряжения.

* Далее будет показано, что усилитель может иметь один источник питания.

2. Коэффициент усиления по току

$$K_i = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}} = \frac{I_{m \text{ Вых}}}{I_{m \text{ ВХ}}}, \quad (5.2)$$

где $I_{\text{ВХ}}$ и $I_{\text{ВЫХ}}$ — действующие значения синусоидального тока;
 $I_{m \text{ ВХ}}$ и $I_{m \text{ Вых}}$ — амплитудные значения синусоидального тока.

3. Коэффициент усиления по мощности

$$K_p = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} I_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}} I_{\text{ВХ}}} = K_u K_i. \quad (5.3)$$

4. Входное сопротивление

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{I_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{m \text{ ВХ}}}{I_{m \text{ ВХ}}}. \quad (5.4)$$

Из схемы, изображенной на рис. 5.1, видно, что в реостатном усилителе на транзисторе с общей базой

$$K_u = \frac{U_{m \text{ К}}}{U_{m \text{ Э}}}; \quad (5.5)$$

$$K_i = \frac{I_{m \text{ К}}}{I_{m \text{ Э}}}; \quad (5.6)$$

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{U_{m \text{ Э}}}{I_{m \text{ Э}}}. \quad (5.7)$$

§ 5.2. Динамические характеристики усилителя

У транзисторного усилителя существует много различных динамических характеристик, но для графических расчетов и анализа физических процессов обычно используют только некоторые из них. Применительно к реостатному усилителю на транзисторе с общей базой, в котором $R_{\text{К}} \ll R_{\text{П}}$, рассмотрим только две динамические характеристики.

Коллекторная динамическая характеристика (КДХ)

КДХ транзисторного усилителя (или транзистора) показывает зависимость между коллекторным током и напряжением при выбранных величинах сопротивления $R_{\text{К}}$ и напряжения $E_{\text{К}}$.

Из схемы усилителя (рис. 5.1, б) видно, что

$$u_{\text{К}} = E_{\text{К}} - i_{\text{К}} R_{\text{К}}. \quad (5.8)$$

Математически это есть уравнение прямой линии в системе коллекторных координат. Для ее построения достаточно найти

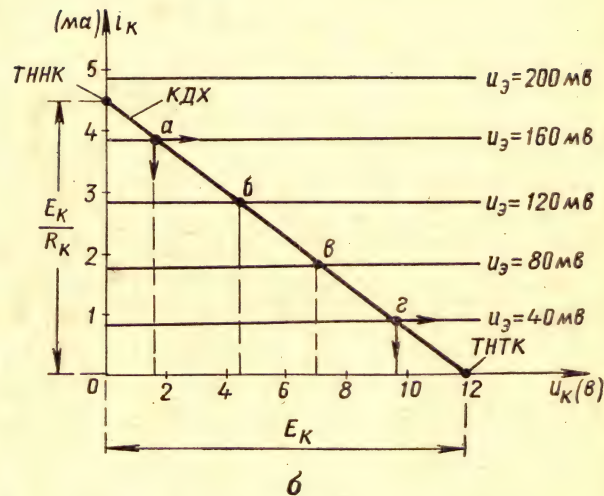
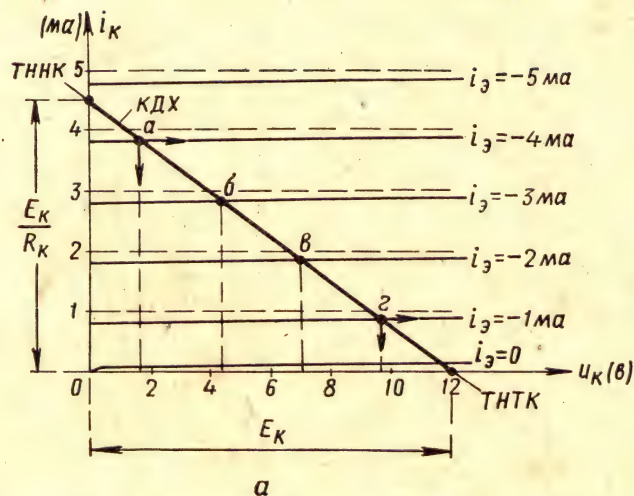


Рис. 5.3. Построение коллекторной динамической характеристики реостатного усилителя на транзисторе *p-p* с общей базой:
 а — на семействе КСХТ; б — на семействе КСХН

две произвольные точки, через которые она проходит. Очень удобно брать их такими:

1. Если $i_k=0$ (транзистор заперт), то $u_k=E_k$.
2. Если $u_k=0$ (транзистор закорочен), то $i_k=\frac{E_k}{R_k}$.

Первую точку назовем точкой нулевого тока коллектора (ТНТК), а вторую — точкой нулевого напряжения коллектора (ТННК). Построенная по этим точкам КДХ изображена на рис. 5.3. Она может пересекать семейство КСХТ (рис. 5.3, а) или семейство КСХН (рис. 5.3, б).

Из всех динамических характеристик КДХ получила наиболее широкое применение. Объясняется это простотой ее построения, большой наглядностью и удобством использования.

Поскольку КДХ является прямой линией, положение которой зависит от сопротивления нагрузки R_k , то ее часто называют нагрузочной прямой или нагрузочной характеристикой усилительного каскада. В усилителе с общей базой КДХ можно называть также выходной динамической характеристикой, так как коллекторный ток и напряжение в данном каскаде являются выходными величинами.

Из рис. 5.3 видно, каким образом влияют сопротивление R_k и напряжение E_k на положение КДХ.

Эмиттерная динамическая характеристика (ЭДХ)

ЭДХ транзисторного усилителя (или транзистора) показывает зависимость тока эмиттера от напряжения на эмиттере при различных величинах сопротивления R_k и напряжения E_k .

Она строится переносом точек КДХ в систему эмиттерных координат. Процесс ее построения ясен из сравнения рис. 5.3 и 5.4. Для построения ЭДХ необходимо располагать семейством КСХН, так как только на их фоне она может быть проведена.

Из рис. 5.4 видно, что ЭДХ нелинейна, хотя и получена с помощью линейной коллекторной характеристики. Значит, во входной цепи усилителя с общей базой могут возникать нелинейные искажения. Если, например, синусоидальное напряжение u_3 достаточно велико, то ток i_3 будет несинусоидальным. Следовательно, в его составе

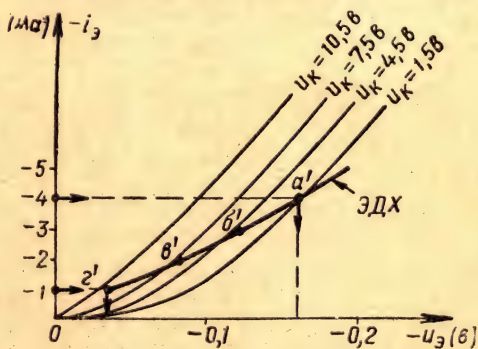


Рис. 5.4. Построение ЭДХ реостатного усилителя на транзисторе $n-p-n$ с общей базой

появятся высшие гармонические составляющие, которых нет в составе напряжения u_3 . Кривизна ЭДХ может оказаться значительной, но она меньше кривизны эмиттерных статических характеристик.

ЭДХ широко используется при графическом анализе работы транзисторного усилителя с общей базой. Она также позволяет определить входное сопротивление усилителя при выбранном режиме его работы.

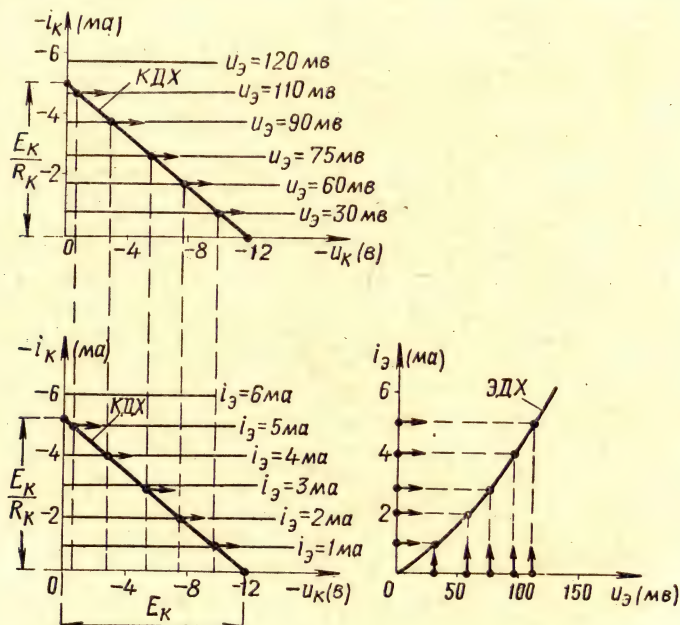


Рис. 5.5. Построение ЭДХ усилителя на транзисторе $p-n-p$ с общей базой по двум коллекторным динамическим характеристикам

Поскольку в усилителе с общей базой эмиттерный ток и эмиттерное напряжение являются входными величинами, то ЭДХ можно называть входной динамической характеристикой.

Для многих транзисторов в справочниках отсутствуют достаточно полные семейства эмиттерных статических характеристик. Объясняется это тем, что коллекторное напряжение весьма слабо влияет на ток эмиттера. Поэтому на рис. 5.5 показано, как можно построить ЭДХ по двум коллекторным динамическим характеристикам, проведенным на различных семействах КСХ. Процесс переноса точек, необходимых для построения ЭДХ, ясен непосредственно из рисунка.

Если при графическом анализе усилителя особой точности не требуется, то допустимо считать токи коллектора и эмиттера рав-

ными. В этом случае ЭДХ можно построить, располагая только семейством КСХН. Читатель легко поймет, как это сделать по точкам пересечения КДХ с этими характеристиками.

§ 5.3. Физические процессы в усилителе и графическое определение его основных параметров

Прежде чем рассчитывать величины, характеризующие усилительный каскад (основные параметры, нелинейные искажения, коэффициент полезного действия и др.), требуется узнать исходные значения всех постоянных напряжений и токов.

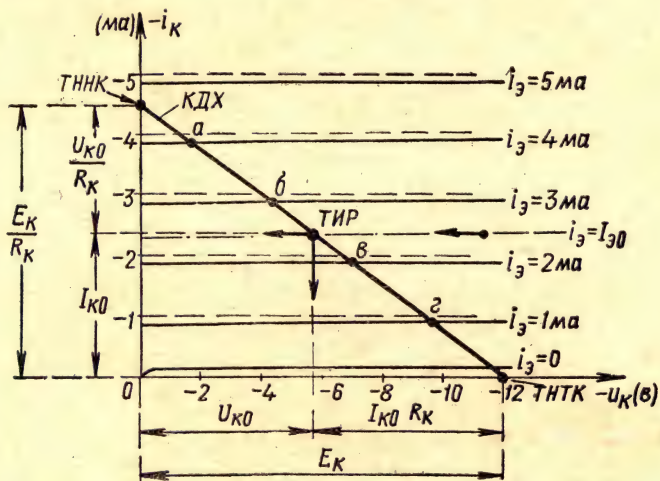


Рис. 5.6. Определение точки исходного режима на коллекторной динамической характеристике реостатного усилителя с транзистором $p-n-p$

Для определения исходного режима транзистора необходимо располагать двумя семействами его статических характеристик — входными и выходными. Выходные характеристики могут быть по току или по напряжению. Входные характеристики должны быть по напряжению.

В схеме реостатного усилителя на транзисторе $p-n-p$ с общей базой (рис. 5.1, а) заданными величинами считаем E_K , $E_э$, R_K , $R_{и.с}$ и полагаем, что $R_{и.с} \gg R_K$.

Для начальных графических построений выберем семейство КСХТ и, пользуясь уравнением (5.8), проведем на нем КДХ (рис. 5.6). По точкам пересечения КДХ с семейством КСХ построим эмиттерную динамическую характеристику (рис. 5.7). После этого можно найти место точки исходного режима (ТИР).

Если к входным зажимам усилителя подключен источник сиг-

нала, но он бездействует (не вырабатывает ЭДС), то в этом случае к эмиттеру транзистора приложено напряжение

$$u_э = E_э - i_э R_{и.с.} \quad (5.9)$$

Отсюда ясно, что между напряжением $u_э$ и током $i_э$ имеется линейная зависимость. Назовем ее линией исходного режима (ЛИР).

Для построения ЛИР достаточно найти две произвольные точки, через которые она проходит. Они могут быть такими:

1. Если $i_э = 0$, то $u_э = E_э$; это точка нулевого тока эмиттера (ТНТЭ).

2. Если $u_э = 0$, то $i_э = \frac{E_э}{R_{и.с.}}$; это точка нулевого напряжения эмиттера (ТННЭ).

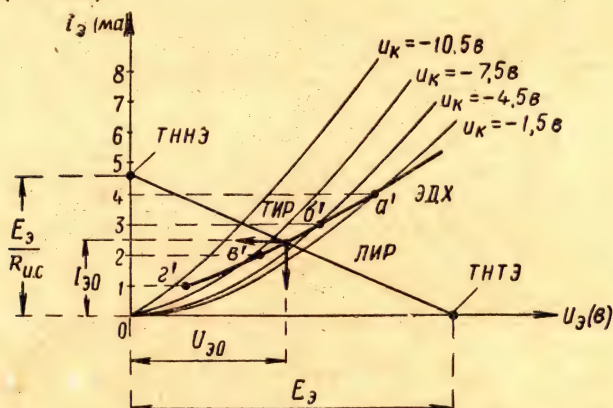


Рис. 5.7. Определение точки исходного режима на эмиттерной динамической характеристике реостатного усилителя с транзистором *p-n-p*

Линия исходного режима, построенная по найденным точкам, изображена на рис. 5.7. Она пересекает ЭДХ в точке исходного режима. На оси тока $i_э$ определяем величину исходного тока эмиттера $I_{э0}$, а на оси напряжения $u_э$ узнаем величину исходного напряжения на эмиттере $U_{э0}$.

По найденному току $I_{э0}$ легко определить положение точки исходного режима на КДХ (рис. 5.6). На оси тока $i_к$ определяем исходный ток коллектора $I_{к0}$, а на оси напряжения $u_к$ — исходное напряжение на коллекторе $U_{к0}$. При необходимости можно также определить величины мощностей, расходуемых источниками питания усилителя.

Физические процессы, происходящие в усилителе, обычно иллюстрируются графиками мгновенных значений токов и напряжений. Для упрощения их построения принято считать входным сигналом синусоидальное напряжение такой частоты, при которой можно не учитывать влияния реактивностей, имеющих в схеме

усилителя. Будем также полагать, что амплитуда входного сигнала такова, что в процессе его усиления не возникает заметных нелинейных искажений. В этом случае усилитель является линейным устройством.

Характерная особенность линейного режима усилителя состоит в том, что постоянные составляющие пульсирующих токов и напряжений усилительного прибора оказываются равными их средним величинам.

Построение временных графиков всех токов и напряжений, действующих в усилителе, возможно только при использовании его двух динамических характеристик. Для реостатного усилителя на транзисторе $p-n-p$ с общей базой графики физических процессов изображены на рис. 5.8. Их основой служит семейство КСХН.

Из графиков видно, что усилительная роль транзистора с общей базой заключается в том, что одновременно с изменением тока эмиттера происходят почти такие же изменения тока коллектора, в цепь которого включено сопротивление нагрузки.

Величину тока эмиттера изменяет небольшое напряжение u_a . Его переменная составляющая равна входному напряжению, но всегда меньше ЭДС источника сигнала. Если на частоте усиливаемого сигнала входное сопротивление усилителя активное (нижние и средние частоты), то

$$U_{mэ} = U_{mвх} = E_{mи.с} \cdot \frac{R_{вх}}{R_{вх} + R_{и.с}}, \quad (5.10)$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление усилителя; его величину считаем независимой от мгновенных значений входного напряжения.

У графиков напряжений, действующих в усилителе, временные оси проведены в одну сторону. Поэтому хорошо видны фазовые соотношения между всеми переменными напряжениями. В частности, заметим, что в реостатном усилителе с общей базой выходное напряжение синфазно с входным напряжением.

Располагая временными графиками, можно определить основные параметры усилителя по формулам (5.1) — (5.7).

Если при вычерчивании временных графиков токов и напряжений обнаруживается наличие нелинейных искажений, то в формулах для определения коэффициентов усиления и входного сопротивления усилителя вместо амплитудных значений переменных составляющих следует брать их размах. Тогда формулы для расчета принимают следующий вид:

$$K_u = \frac{U_{p.к}}{U_{p.э}}; \quad (5.11)$$

$$K_i = \frac{I_{p.к}}{I_{p.э}}; \quad (5.12)$$

$$K_p = K_u K_i; \quad (5.13)$$

$$R_{вх} = \frac{U_{p.э}}{I_{p.э}}. \quad (5.14)$$

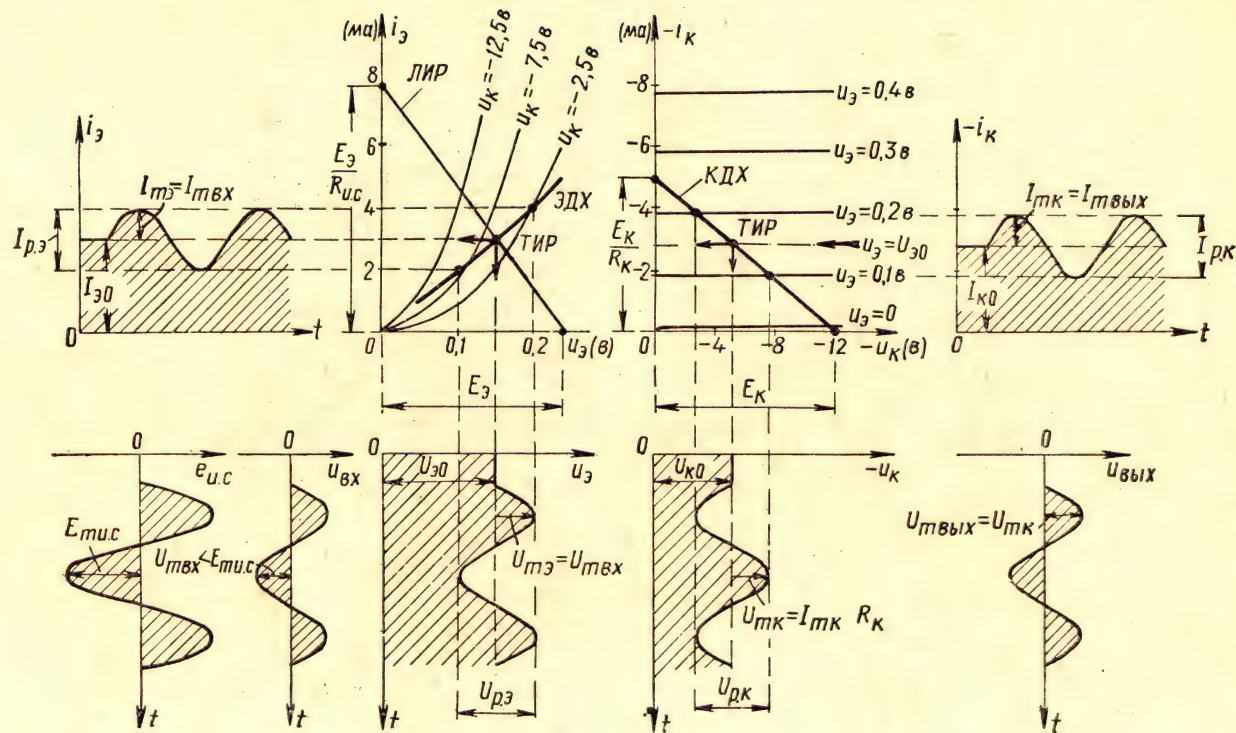


Рис. 5.8. Процесс усиления синусоидального сигнала в резисторном усилителе на транзисторе $p-n-p$ с общей базой

Графический метод расчета параметров усилителя обеспечивает высокую точность. Кроме того, он позволяет обнаружить наличие нелинейных искажений в усилителе и в случае необходимости определить их величину (см. § 1.3). Следовательно, такой метод расчета позволяет наглядно судить об амплитудных свойствах усилителя.

Только при помощи графического расчета можно определить постоянные токи и напряжения транзистора, а следовательно, узнать мощности, забираемые каскадом от источников питания и КПД усилителя.

Недостаток этого метода заключается в его некоторой сложности, так как вычерчивание графиков необходимо производить с большой аккуратностью.

Из рис. 5.6 видно, что при изменении входного тока транзисторного усилителя происходит одновременное изменение тока и напряжения на выходе. Поэтому часто говорят, что транзистор представляет собой устройство, управляемое входным током. Такое утверждение не совсем правильно, так как фактически работой транзистора управляет входное напряжение.

Это подтверждается рис. 5.8, из которого видно, что при изменении эмиттерного напряжения усилителя происходит одновременное изменение эмиттерного тока, коллекторного тока и коллекторного напряжения транзистора. Более подробно об этом будет сказано в следующей главе.

§ 5.4. Аналитический расчет основных параметров усилителя

Аналитический расчет транзисторного усилителя производят только для малых сигналов, т. е. таких сигналов, при усилении

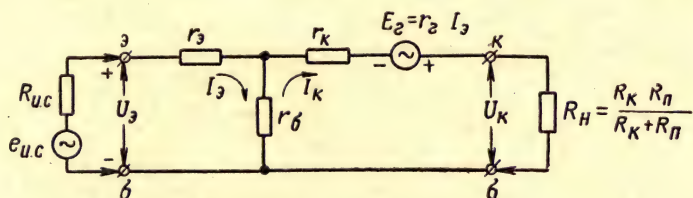


Рис. 5.9. Эквивалентная Т-образная схема усилителя на транзисторе с общей базой

которых не возникает нелинейных искажений. Если усиливаемые сигналы являются низкочастотными, то для определения основных параметров усилителя можно воспользоваться Т-образной эквивалентной схемой усилителя, изображенной на рис. 5.9.

Напомним, что в этой схеме все токи и напряжения переменные, а через сопротивление базы переменные токи эмиттера и коллектора протекают встречно (это также известно из рис. 5.8).

Точные формулы для параметров усилителя, определяемые из эквивалентной схемы, получаются громоздкими и мало наглядными. Поэтому выведем их в упрощенном виде. Во всех практических случаях можно с достаточной точностью считать

$$I_K \approx \alpha I_3. \quad (5.15)$$

Тогда имеем:

1. Коэффициент усиления усилителя по переменному току

$$K_i = \frac{I_K}{I_3} \approx \alpha. \quad (5.16)$$

2. Входное сопротивление усилителя

$$R_{вх} = \frac{U_3}{I_3} = \frac{I_3 r_3 + (I_3 - I_K) r_6}{I_3} \approx \frac{I_3 r_3 + (I_3 - \alpha I_3) r_6}{I_3}.$$

Следовательно,

$$R_{вх} \approx r_3 + r_6 (1 - \alpha). \quad (5.17)$$

Ввиду приближенного условия (5.15) формула (5.17) получилась неточной: в ней не учтено влияние сопротивления нагрузки транзистора на величину входного сопротивления усилителя.

3. Коэффициент усиления усилителя по напряжению

$$K_u = \frac{U_K}{U_3} = \frac{I_K R_H}{I_3 R_{вх}} = \alpha \cdot \frac{R_H}{R_{вх}}. \quad (5.18)$$

Если усилитель однокаскадный (рис. 5.1), а нагрузочное сопротивление $R_K \ll R_H$, то $R_H \approx R_K$.

4. Коэффициент усиления усилителя по мощности

$$K_p = K_i K_u. \quad (5.19)$$

Пример. Усилитель выполнен по схеме, изображенной на рис. 5.1, а. Транзистор типа П14. Сопротивление в цепи коллектора $R_K = 5 \text{ ком}$. Сопротивление переходной цепи $R_H \gg R_K$. Собственные параметры транзистора П14 такие: $r_3 = 15 \text{ ом}$, $r_6 = 400 \text{ ом}$, $r_K = 1,25 \text{ Мом}$, $\alpha = 0,96$.

Решение.

1) $K_i \approx 0,96$;

2) $R_{вх} \approx 15 + 400(1 - 0,96) = 31 \text{ ом}$;

3) $K_u \approx 0,96 \cdot \frac{5 \cdot 10^3}{31} = 153$;

4) $K_p \approx 0,96 \cdot 153 = 147$.

Если в справочнике не указаны собственные параметры транзистора, но приведены его h -параметры, то тогда $R_{вх}$ можно определить по формуле

$$R_{вх} \approx h_{116} \quad (5.20)$$

Остальные параметры усилителя рассчитываются по прежним формулам. Полезно заметить, что входное сопротивление реостатного усилителя с общей базой зависит от сопротивления нагрузки транзистора R_n так, как это показано на рис. 5.10. В ряде случаев знать такую зависимость очень полезно.

Если в усилителе сопротивление R_n оказывается большим (многие десятки килоом и больше), то расчет K_i лучше произвести по точной формуле

$$K_i = \frac{\alpha}{1 + \frac{R_n}{r_k}} \quad (5.16, a)$$

Остальные параметры усилителя можно определять по формулам (5.17) — (5.19).

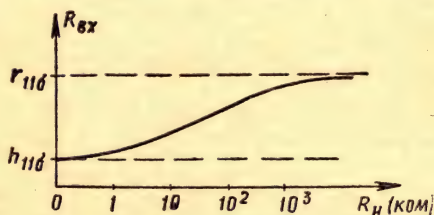


Рис. 5.10. Зависимость входного сопротивления усилителя на транзисторе с общей базой от величины сопротивления коллекторной нагрузки

§ 5.5. Частотные свойства усилителя

Эквивалентные схемы плоскостного транзистора, рассмотренные в предыдущей главе, могут применяться для аналитического расчета усилителей только в области сравнительно низких частот. По ним нельзя судить о свойствах транзистора во всем диапазоне возможных рабочих частот, т. е. нельзя получить ясного представления о частотных свойствах транзисторного усилителя. Объясняется это тем, что все приведенные выше эквивалентные схемы транзистора недостаточно полные. В частности, в них не учтены динамические емкости переходов и инерционность свободных носителей зарядов в базе.

При создании полной эквивалентной схемы транзистора необходимо учитывать физическую сущность всех процессов и явлений, происходящих в этом усилительном приборе. Однако решение данной задачи не является однозначным. Поэтому имеется много самых различных вариантов полных эквивалентных схем транзистора. К сожалению, все они обладают специфическими недостатками. Один из них заключается в значительной сложности полных эквивалентных схем. Плохо и то, что даже самая полная эквивалентная схема не отражает в одинаковой степени частотные свойства всех типов транзисторов, так как на них существенным образом влияет технология производства.

Одна из простых, но достаточно полных эквивалентных схем

транзистора с общей базой изображена на рис. 5.11. Из нее видно, что сопротивление базы состоит из двух составляющих r'_b и r''_b .

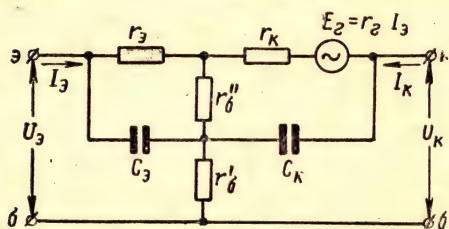


Рис. 5.11. Простой вариант полной Т-образной эквивалентной схемы транзистора с общей базой

В схеме имеются две динамические емкости. Каждая из них подключена к двум сопротивлениям.

Такая эквивалентная схема получена на основании схематического представления сплавного транзистора, изображенного на рис. 5.12.

Из рисунка видно, что сопротивление r'_b имеет та область базы, где нет потока СНЗ, совершающих диффузионное движение от эмиттера к коллектору. Его величина не зависит от режима работы транзистора, а определяется только

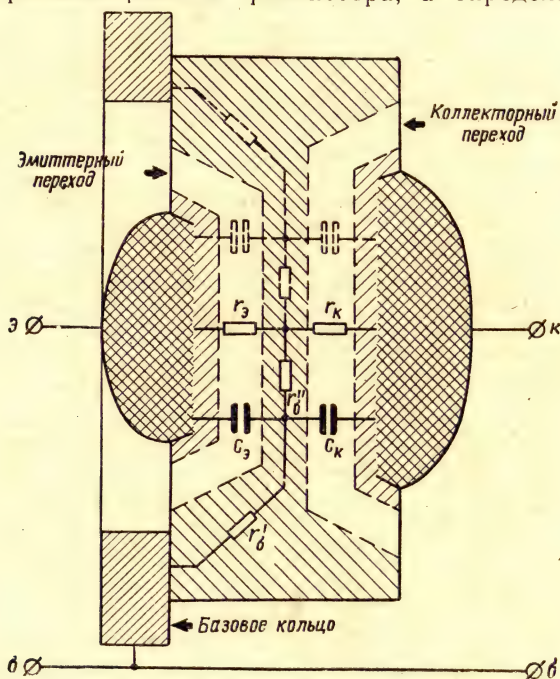


Рис. 5.12. Схематическое изображение сплавного транзистора

размерами полупроводниковой пластинки и ее удельным сопротивлением.

Сопротивление r''_b имеет та область базы, где носители зарядов, инжектированные из эмиттера, диффундируют к коллектору.

Поэтому его называют диффузионным сопротивлением базы. Именно в области этого сопротивления и существуют емкости переходов $c_э$ и $c_к$. Поскольку практически величины сопротивлений $r_э$ и $r_б'$ обычно малы, то в случаях сравнительно невысоких частот усиливаемых сигналов емкости эмиттерного перехода $c_э$ можно не учитывать. Тогда эквивалентная схема транзистора принимает вид, показанный на рис. 5.13.

Эта схема достаточно точно отражает усилительные свойства транзистора от самых низких частот до частоты, равной $\frac{1}{2\pi c_к r_к}$, на которой реактивное сопротивление емкости $c_к$ становится равным активному сопротивлению $r_к$.

У низкочастотных транзисторов величина емкости $c_к$ бывает порядка десятков пикофард, а у высокочастотных транзисторов она обычно не превышает 15 пф. Ее точное значение для выбранного транзистора можно узнать из справочника.

Сопротивление $r_б'$ иногда называется добавочным сопротивлением базы. Оно указывается в справочниках и имеет величину порядка десятков или сотен ом.

Остальные параметры полной эквивалентной схемы можно определять по формулам:

$$r_э = \frac{kT^*}{qI_э}; \quad (5.21)$$

$$r_б'' = \frac{r_э}{2(1-\alpha_0)} = \frac{r_э}{2(1-h_{21б})}; \quad (5.22)$$

$$r_к = \frac{1}{h_{22б}}; \quad (5.23)$$

$$r_т = \alpha_0 r_к. \quad (5.24)$$

Важным параметром транзистора является коэффициент усиления по переменному току в схеме с общей базой α . Его всегда

* При комнатной температуре $T=290^\circ\text{К}$ и при токе $I_э$ в миллиамперах получим $r_э$ в омах:

$$r_э = \frac{25}{I_э}. \quad (5.21, a)$$

желательно иметь максимально возможным. Но, к сожалению, α уменьшается с повышением частоты усиливаемых колебаний. Уменьшение α сопровождается возрастанием угла сдвига фаз между входным и выходным током транзистора φ_α , который на низких частотах равен нулю (рис. 5.14).

Причиной возрастания φ_α с повышением частоты является время диффузионного перемещения инжектированных носителей в базе от эмиттера к коллектору. Назовем его условно временем

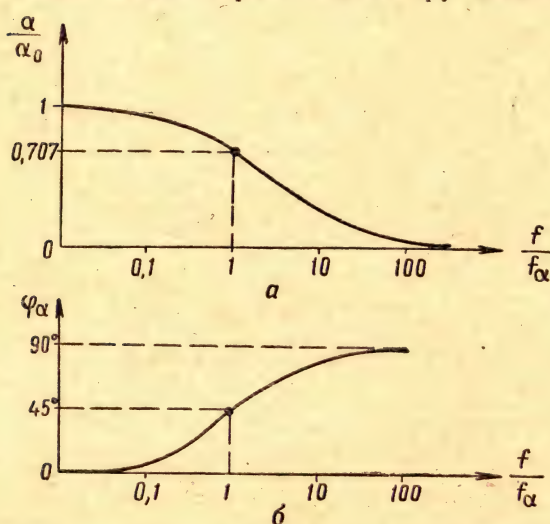


Рис. 5.14. Частотная и фазовая характеристики транзистора с общей базой

прохождения базы (ВПБ) и обозначим $t_{п.б.}$ Но ВПБ у инжектированных носителей различно, так как они движутся по разным путям. Расхождение путей движения приводит к расхождению и во времени прохождения базы. Это обстоятельство является основной причиной уменьшения α , так как из-за него нарушается синфазность движения инжектированных носителей в базе.

Когда разброс путей приводит к расхождению во времени прохождения базы в

среднем на половину периода усиливаемых колебаний, тогда переменный ток коллектора становится равным нулю. При широкой базе это происходит на более низких частотах, чем при тонкой базе.

Второй причиной уменьшения α может явиться емкость c_α , так как из-за ее наличия происходит уменьшение переменного напряжения на эмиттерном переходе с повышением частоты. Расчеты показывают, что сопротивление емкости c_α становится равным сопротивлению $r_\alpha + r'_e$ на частоте f_α , при которой α уменьшается примерно на 30% своего максимального значения.

Влияние времени прохождения базы на амплитудные и фазовые соотношения токов и напряжений в транзисторе можно уяснить из векторной диаграммы, изображенной на рис. 5.15.

Допустим, что к эмиттерному переходу транзистора приложено управляющее напряжение низкой частоты амплитудой $U_{м.э.п}$ (рис. 5.15, а). Это напряжение вызывает в цепи эмиттера переменный ток амплитудой $I_{мэ}$. В транзисторе с общей базой он является входным током. Поэтому $I_{мэ} = I_{мвх}$. На любых частотах

ток эмиттера совпадает по фазе с напряжением на эмиттерном переходе.

Если его частота низкая, то ВПБ очень мало по сравнению с периодом усиливаемого сигнала. В этом случае переменный ток коллектора практически совпадает по фазе с током эмиттера. Его амплитуда

$$I_{mk} = \alpha I_{mэ} = \alpha_0 I_{mэ}. \quad (5.25)$$

Поскольку через вывод базы низкочастотные токи эмиттера и коллектора протекают встречно, то ток базы имеет амплитуду

$$I_{mб} = I_{mэ} - I_{mk}. \quad (5.26)$$

Отсюда ясно, что при низкой частоте входного сигнала ток базы очень мал.

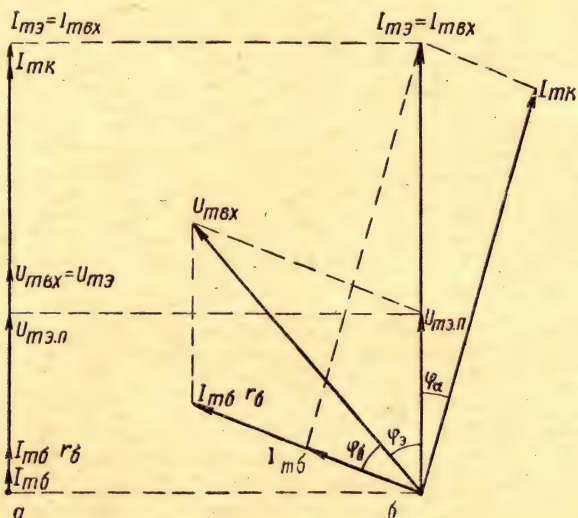


Рис. 5.15. Векторные диаграммы для переменных токов и напряжений в транзисторе $p-n-p$ с общей базой: а — на низкой частоте; б — на высокой частоте

Из эквивалентной схемы транзистора видно, что

$$U_{mвх} = U_{mэ.п} + I_{mб} r_б, \quad (5.27)$$

где

$$U_{mэ.п} = I_{mэ} r_э; \quad (5.28)$$

$$r_б = r'_б + r''_б.$$

Поскольку низкочастотный ток базы очень мал, то с достаточной степенью точности можно считать

$$U_{mэ.п} \approx U_{mвх}. \quad (5.29)$$

По фазе входное напряжение совпадает с входным током. Следовательно, на низкой частоте усиливаемых сигналов транзи-

стор обладает активным входным сопротивлением. Поэтому и входное сопротивление реостатного усилителя на низких частотах практически активно.

Пусть теперь к эмиттерному переходу приложено переменное напряжение высокой частоты с прежней амплитудой $U_{mэ.п}$ (рис. 5.15, б). Тогда и ток эмиттера останется прежним по величине. Но повышение частоты окажет двойное влияние на переменный ток коллектора. Он уменьшится и станет отставать по фазе от тока эмиттера на угол $\varphi_\alpha = \omega t_{п.б}$. Ввиду сдвига фаз между током эмиттера и током коллектора уравнение (5.20) теперь следует записать в векторной форме

$$\bar{I}_{mб} = \bar{I}_{mэ} - \bar{I}_{mk}. \quad (5.30)$$

В результате построения вектора $\bar{I}_{mб}$ становится ясным, что даже при неизменном токе коллектора базовый ток возрастает, если увеличивается угол φ_α . Если же одновременно с повышением угла сдвига фаз φ_α происходит уменьшение коллекторного тока (как это имеет место на практике), то возрастание тока базы становится весьма большим. Но тогда резко возрастает и падение напряжения на сопротивлении базы. Следовательно, для поддержания прежнего напряжения на эмиттерном переходе при более высокой частоте сигнала надо иметь большее входное напряжение, поскольку его амплитуда

$$\bar{U}_{mвх} = \bar{U}_{mэ.п} + \bar{I}_{mб} r_b. \quad (5.31)$$

В результате построения вектора $\bar{U}_{mвх}$ оказалось, что на высоких частотах входной ток транзистора отстает по фазе от входного напряжения на угол φ_α . Это означает, что с повышением частоты усиливаемых колебаний входное сопротивление транзистора с общей базой из активного превращается в комплексное индуктивное. С повышением частоты величина входного сопротивления транзистора сначала возрастает, а затем становится постоянной.

Зависимости α и φ_α от частоты, приведенные на рис. 5.14, являются теоретическими. Они соответствуют следующим приближенным формулам:

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2}}; \quad (5.32)$$

$$\varphi_\alpha \approx \arctg\left(\frac{f}{f_\alpha}\right). \quad (5.33)$$

Измеренные экспериментально величины α и φ_α вполне совпадают с таким теоретическим расчетом до частоты $f \approx (2 \div 4) \cdot f_\alpha$.

На более высоких частотах истинная величина α оказывается меньше теоретической, а угол сдвига фаз φ_α превышает теоретическое значение.

Частота f_α условно называется граничной частотой усиления транзистора с общей базой по переменному току. На этой частоте $\alpha = 0,707 \cdot \alpha_0$, а $\varphi_\alpha = 45^\circ$. Для каждого транзистора частоту f_α всегда можно узнать из справочников. У низкочастотных транзисторов f_α обычно не превышает единиц мегагерц, а у высокочастотных транзисторов может достигать нескольких сотен мегагерц.

Для аналитического расчета основных параметров реостатного усилителя с общей базой в области верхних частот можно воспользоваться формулами (5.16) — (5.20), в которых α для различных частот определяется по формуле (5.32) или по графику, изображенному на рис. 5.14, а. В обоих случаях необходимо знать величины α_0 и f_α выбранного транзистора.

Частотные свойства любого усилителя принято оценивать по его амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристикам. В усилителях гармонических сигналов более широко используется АЧХ, так как на фазовые искажения слуховой аппарат человека не реагирует. Амплитудно-частотной характеристикой усилителя называется зависимость его коэффициента усиления по напряжению от частоты усиливаемых колебаний.

Типичная АЧХ реостатного усилителя изображена на рис. 5.16. Если она вычерчивается в линейном масштабе (рис. 5.16, а), то начало координат соответствует «нулевой» частоте сигнала.

Из рисунка видно, что в линейном масштабе частотная характеристика усилителя получается неудобной для пользования, так как в области нижних частот она сильно сжата, а в области верхних частот очень растянута.

В логарифмическом масштабе начало координат частотной характеристики соответствует некоторому произвольному значению частоты. Обычно это значение выбирается кратным десяти (например, 0,01 или 0,1 кГц).

Граничные частоты условной полосы пропускания усилителя $f_{н.г}$ и $f_{в.г}$ используются в теоретических расчетах для определения требуемых величин его основных элементов. На практике рабочая полоса частот, усиливаемая реостатным каскадом, обычно бывает несколько уже его условной полосы пропускания, но шире полосы средних частот усилителя.

Уменьшение коэффициента усиления с понижением частоты сигнала происходит из-за наличия переходной цепи $C_\Pi R_\Pi$, которая представляет собой реостатно-емкостный делитель для коллекторного напряжения. На средних частотах f_c все переменное напряжение коллектора выделяется на сопротивлении R_Π , так как в этой области частот конденсатор C_Π имеет сопротивление $\frac{1}{2\pi f_c C_\Pi} \ll R_\Pi$.

Но с понижением частоты сигналов сопротивление конденсатора возрастает и на выходе усилителя напряжение становится все меньше и меньше по сравнению с переменной составляющей коллекторного напряжения, которое остается неизменным*. На частоте $f_{н.г}$ реактивное сопротивление конденсатора $C_{п}$ оказы-

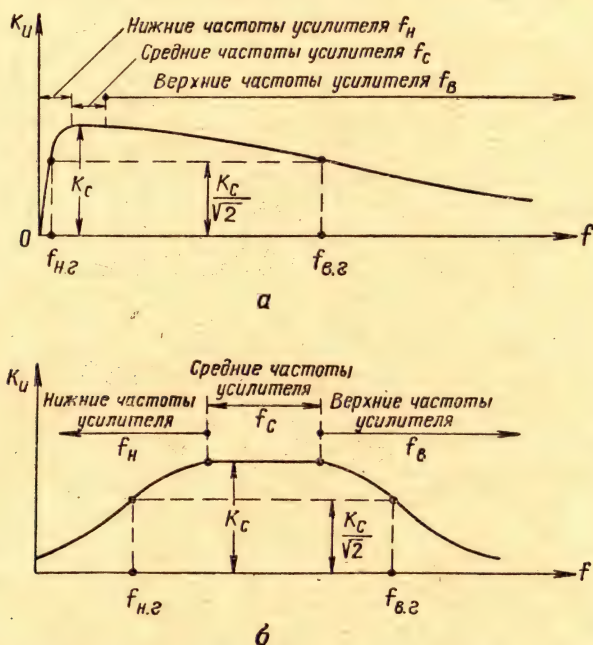


Рис. 5.16. Амплитудно-частотная характеристика резонансного усилителя:

а — в линейном масштабе; б — в логарифмическом масштабе

вается равным сопротивлению $R_{п}$. Следовательно, получается следующее равенство:

$$\frac{1}{2\pi f_{н.г} C_{п}} = R_{п}.$$

Откуда

$$f_{н.г} = \frac{1}{2\pi C_{п} R_{п}}. \quad (5.34)$$

Значительно сложнее рассчитать верхнюю граничную частоту транзисторного усилителя $f_{в.г}$. Ее величина может определяться

* Напомним, что рассматривается случай, когда $R_{п} \gg R_{к}$ и не учитывается влияние входного сопротивления следующего каскада.

входным сопротивлением того устройства, куда подается напряжение с выхода усилителя, или параметрами выбранного транзистора. Не располагая этими данными, невозможно написать формулу для частоты $f_{в.г.}$.

В реостатных усилителях на сплавных низкочастотных транзисторах частота $f_{в.г.}$ обычно не превышает десятков кГц. В усилителях на высокочастотных диффузионно-сплавных транзисторах она может достигать десятков мГц.

Во всех случаях частота $f_{в.г.}$ возрастает при увеличении f_{α} . В связи с этим полезно вспомнить, что при увеличении коллекторного напряжения происходит уменьшение ширины базы, а следовательно, повышение частоты f_{α} . Для транзистора П14 эта зависимость приведена на рис. 5.17.

§ 5.6. Усилители с одним источником питания

Усилители с двумя источниками питания экономически наиболее выгодны. Объясняется это тем, что в них нет непроизводительного расхода энергии. Однако они конструктивно неудобны. Особые неудобства возникают при выполнении многокаскадных усилителей. Поэтому практически схемы усилителей часто предпочитают выполнять с одним источником питания, хотя их КПД получается несколько ниже.

Очень распространенная схема реостатного усилителя на транзисторе с общей базой изображена на рис. 5.18, а. В нее входят следующие элементы: транзистор, сопротивление коллекторной нагрузки транзистора R_k , источник питания с постоянным напряжением E_k , цепь напряжения смещения (состоящая из сопротивлений делителя R_1 , R_2 и конденсатора C_1), переходная цепь $C_{пРн}$, блокировочный конденсатор $C_{бл}$.

Физические процессы, происходящие в этой схеме, совершенно одинаковы с теми, которые наблюдаются в усилителе с двумя источниками питания (рис. 5.1, а). Поэтому рис. 5.8 является общим для этих схем. Такие же процессы происходят и в схеме, изображенной на рис. 5.18, б, но только для нее уравнение линии исходного режима следует написать так:

$$u_s = E_s - i_s R_3. \quad (5.9, a)$$

Объясняется это тем, что конденсатор C_2 исключает прохождение постоянного тока эмиттера через источник выходного сигнала и он проходит через сопротивление R_3 .

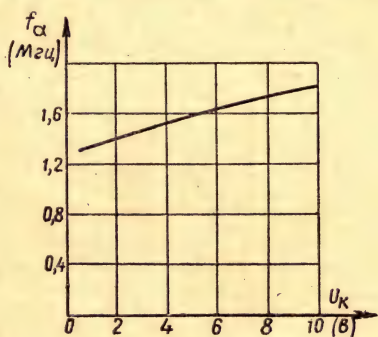


Рис. 5.17. Зависимость граничной частоты f_{α} транзистора П14 от напряжения на коллекторе при токе эмиттера 1 ма

При построении линии исходного режима для схем, изображенных на рис. 5.18, необходимо знать напряжение E_a . Если в цепи напряжения смещения протекает ток делителя I_d значительно больший, чем ток базы I_{b0} , то можно полагать, что

$$E_a \approx E_K \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (5.35)$$

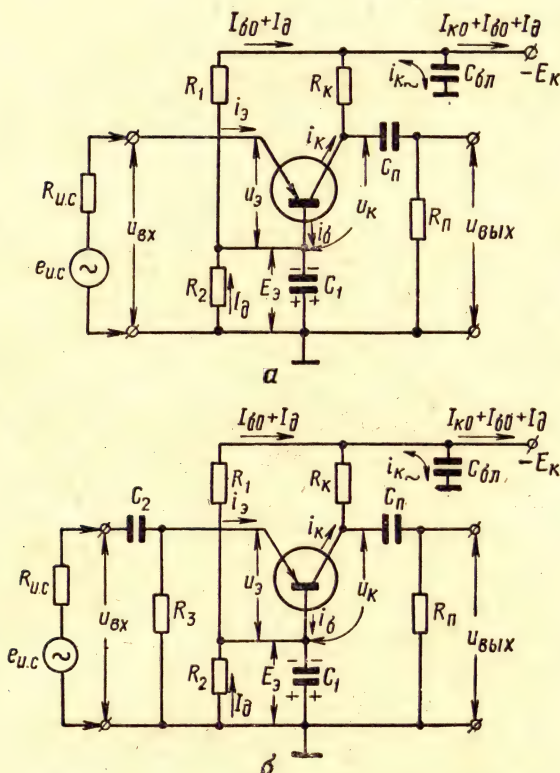


Рис. 5.18. Схемы реостатных усилителей с общей базой и делителем напряжения в цепи смещения

Если нет уверенности, что $I_d \gg I_{b0}$, то следует воспользоваться точной формулой. Применительно к рис. 5.18, б она имеет следующий вид:

$$E_a = E_K \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)(1 + \beta_0) R_3}}. \quad (5.36)$$

Схема, изображенная на рис. 5.18, б, применяется в тех случаях, когда внутреннее сопротивление источника входного сигнала $R_{и.с}$ имеет для постоянного тока эмиттера неприемлемую ве-

личину. Выбирая сопротивление R_3 , следует иметь в виду, что оно снижает входное сопротивление усилителя. По этой причине его нельзя брать очень малым.

Напряжение E_0 практически постоянно, если сопротивление конденсатора C_1 для переменного тока базы много меньше, чем параллельное соединение сопротивлений R_1 и R_2 . Поэтому необходимо иметь

$$C_1 \gg \frac{R_1 + R_2}{\omega R_1 R_2}. \quad (5.37)$$

На рис. 5.19 показана схема усилителя без делителя напряжения. В ней имеется только одно гасящее сопротивление R_1 в цепи постоянного тока базы I_{B0} . Изменением величины сопротив-

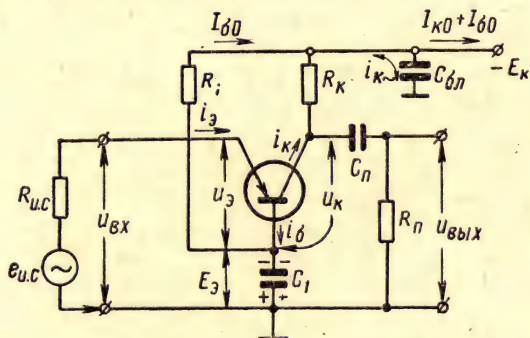


Рис. 5.19. Схема реостатного усилителя с общей базой и гасящим сопротивлением в цепи смещения

ления R_1 можно получить необходимое напряжение E_0 . Эта схема экономичнее предыдущей, но обладает худшей стабильностью исходного режима.

Основной причиной нарушения режима работы полупроводникового усилителя является изменение температуры транзистора. Для борьбы с нестабильностью исходного режима усилителей применяют специальные меры, которые рассматриваются в следующей главе.

При анализе процессов, происходящих в транзисторе (см. § 3.3), было отмечено, что неуправляемый (температурный) ток коллектора I_{K0} желательно иметь минимально возможным. Данным положением всегда руководствуются, выбирая конкретные экземпляры транзисторов для проектируемых усилителей. Объясняется это тем, что при большом токе I_{K0} непроизводительно расходуется энергия источника коллекторного питания, поскольку постоянная составляющая тока коллектора

$$I_{K0} = \alpha_0 I_{E0} + I_{K0}. \quad (5.38)$$

Сказанное иллюстрируется рис. 5.20, который не нуждается в особых пояснениях. Можно только добавить, что мощность, за-

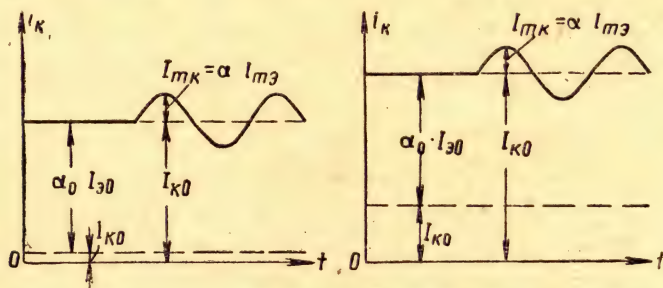


Рис. 5.20. Мгновенные значения выходного тока транзисторного усилителя, созданные неизменным синусоидальным сигналом:

a — при малом температурном токе коллектора; *б* — при большом температурном токе коллектора

бираемая коллекторной цепью транзистора от источника питания, рассчитывается по формуле

$$P_{0K} = I_{K0} E_K. \quad (5.39)$$

Полная мощность, расходуемая источником питания в схеме, изображенной на рис. 5.18, рассчитывается по формуле

$$P_0 = (I_{K0} + I_{B0} + I_D) E_K. \quad (5.40)$$

ГЛАВА VI

РЕОСТАТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

§ 6.1. Динамические характеристики усилителя

Усилитель на транзисторе с общим эмиттером может иметь значительный коэффициент усиления не только по напряжению, но и по току. Поэтому включение транзистора с общим эмиттером применяется в усилителях наиболее часто. Две схемы реостатных усилителей с таким включением транзистора изображены на рис. 6.1. Первая выполнена на транзисторе *n-p-n*, а вторая — на транзисторе *p-n-p*.

В схему усилителя входят: транзистор, сопротивление коллекторной нагрузки R_K , источник питания коллекторной цепи транзистора с напряжением E_K , источник напряжения смещения на базу E_B и переходная цепь $C_{\Pi}R_{\Pi}$.

Благодаря сопротивлению R_K транзистор работает в динамическом режиме. Источник напряжения смещения E_B (десятые доли вольта) необходим для создания начальной инжекции неравновесных свободных носителей зарядов из эмиттера в базу. В этом случае усилитель можно использовать для усиления гармонических сигналов.

При дальнейшем анализе схемы будем считать, что входное

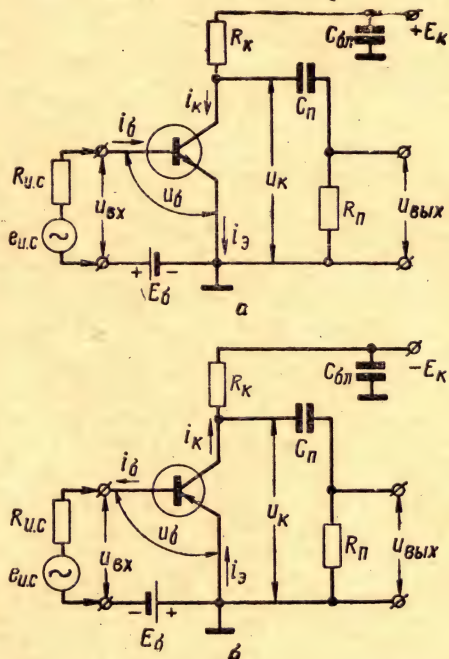


Рис. 6.1 Схема реостатного усилителя с общим эмиттером:
а — на транзисторе *n-p-n*; б — на транзисторе *p-n-p*

напряжение является синусоидальным. Как и в предыдущем случае, полагаем пока, что нагрузка транзистора одинакова для постоянного и переменного тока, т. е. равна сопротивлению R_n . Основными параметрами усилителя являются K_u , K_i , K_p и $R_{вх}$.

Из динамических характеристик усилителя с общим эмиттером будут рассмотрены только основные.

Коллекторная динамическая характеристика (КДХ)

КДХ усилителя (или транзистора) с общим эмиттером строится точно так же, как для усилителя с общей базой. Только

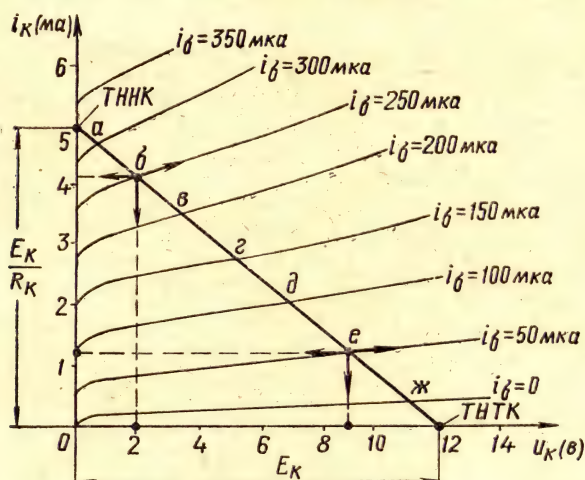


Рис. 6.2. Коллекторная динамическая характеристика усилителя на транзисторе n - p - n , построенная по точкам нулевого тока и нулевого напряжения, при условии, что $E_K = 12$ в, а $R_K = 2,4$ ком

теперь она проводится на фоне статических характеристик, снятых при постоянном токе базы или при постоянном напряжении на базе. Пример КДХ для усилителя с общим эмиттером приведен на рис. 6.2. Ее можно называть выходной динамической характеристикой.

Базовая динамическая характеристика (БДХ)

БДХ усилителя (или транзистора) показывает зависимость тока базы от напряжения на базе при выбранных величинах сопротивления R_K и напряжения E_K . Она строится переносом точек КДХ в систему базовых координат. Процесс построения ясен из сравнения рис. 6.2 и 6.3. Для построения БДХ необходимо

иметь семейство БСХН, так как только на их фоне она может быть проведена.

Из рис. 6.3 видно, что кривизна БДХ больше, чем кривизна БСХ. Следовательно, во входной цепи усилителя с общим эмиттером могут возникать значительные нелинейные искажения. Они возрастают при увеличении R_K .

БДХ часто используется при графическом анализе усилителя с общим эмиттером. Она также позволяет определять входное сопротивление усилителя при выбранном режиме его работы.

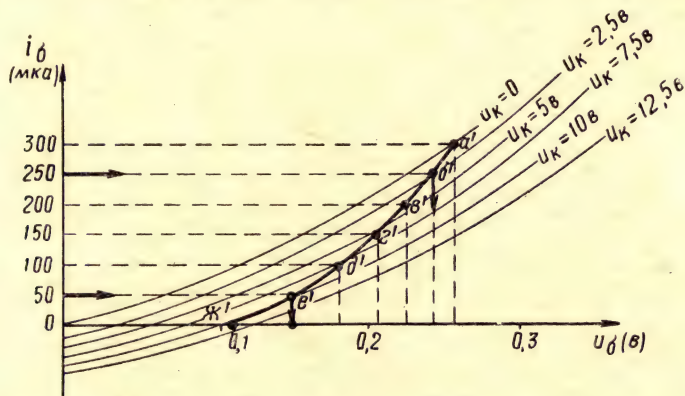


Рис. 6.3. Базовая динамическая характеристика усилителя на транзисторе $n-p-n$, построенная переносом точек коллекторной динамической характеристики, изображенной на рис. 6.2

Поскольку в усилителе с общим эмиттером ток базы и напряжение на базе являются входными величинами, то БДХ можно называть входной динамической характеристикой.

§ 6.2. Физические процессы в усилителе и графическое определение его основных параметров

Для определения исходного режима усилителя с общим эмиттером необходимо иметь любое семейство КСХ и семейство БСХН выбранного транзистора.

В схеме, изображенной на рис. 6.1, б, заданными величинами считаем E_K , $E_б$, R_K и $R_{и.с.}$. Первоначально проводим коллекторную динамическую характеристику усилителя (рис. 6.4) и по ней строим базовую динамическую характеристику (рис. 6.5).

После построения КДХ и БДХ можно узнать исходный режим усилителя. Он определяется при подключенном, но бездействующем источнике входного сигнала. В этом случае к базе транзистора приложено напряжение

$$u_б = E_б - i_б R_{и.с.} \quad (6.1)$$

В системе базовых координат это уравнение прямой линии. Она называется линией исходного режима (ЛИР). Для построения ЛИР проще всего выбирать такие точки:

1. Если $i_b = 0$, то $u_b = E_b$; это точка нулевого тока базы (ТНТБ).
2. Если $u_b = 0$, то $i_b = \frac{E_b}{R_{и.с}}$; это точка нулевого напряжения базы (ТННБ).

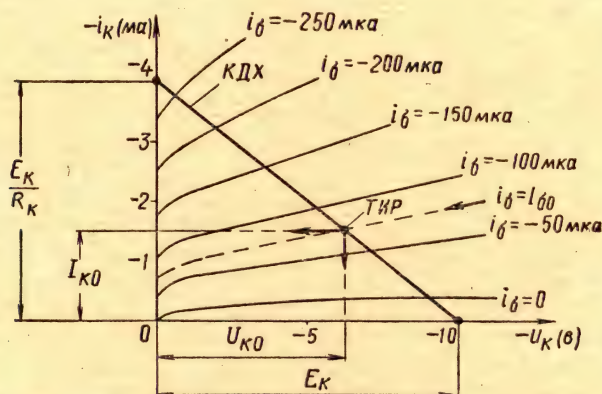


Рис. 6.4. Определение точки исходного режима на коллекторной динамической характеристике усилителя с транзистором $p-n-p$ при условии, что $E_k = -10$ в, $R_k = 2,5$ ком, $E_b = -0,3$ в, $R_{и.с} = 2$ ком

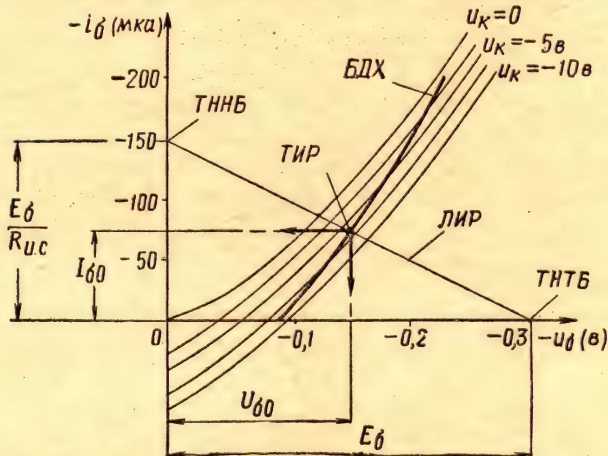


Рис. 6.5. Определение точки исходного режима на базовой динамической характеристике усилителя с транзистором $p-n-p$ при условии, что $E_k = -10$ в, $R_k = 2,5$ ком, $E_b = -0,3$ в, $R_{и.с} = 2$ ком

Линия исходного режима (рис. 6.5) пересекает БДХ в точке исходного режима. Определяем исходные величины тока базы I_{b0} и напряжения на базе U_{b0} .

По току $I_{\text{б0}}$ определим точку исходного режима на КДХ усилителя (рис. 6.4). Затем определяем исходные величины тока $I_{\text{к0}}$ и напряжения $U_{\text{к0}}$. Дополнительно можно рассчитать мощности, расходуемые источниками питания усилителя.

Процесс усиления синусоидального сигнала в реостатном усилителе на транзисторе $n-p-n$ с общим эмиттером иллюстрируется графиками, изображенными на рис. 6.6.

Из них видно, что входной сигнал изменяет напряжение на базе транзистора. По этой единственной причине изменяется потенциальный барьер эмиттерного перехода транзистора и происходит изменение интенсивности инжекции электронов из эмиттера в базу. В результате этого наблюдается одновременное изменение токов коллектора и базы. Они синфазны, а их величины пропорциональны.

Ввиду наличия сопротивления нагрузки $R_{\text{к}}$ изменения тока коллектора сопровождаются изменениями коллекторного напряжения в противофазе.

При достаточной величине сопротивления $R_{\text{к}}$ амплитуда напряжения $U_{\text{мк}}$ получается значительно больше амплитуды напряжения $U_{\text{мвх}}$. Амплитуда тока $I_{\text{мк}}$ всегда больше амплитуды тока $I_{\text{мб}}$. Следовательно, в каскаде сигнал усиливается по напряжению, по току и по мощности.

Известно, что ток базы является нежелательным током. Из-за его наличия усилитель обладает сравнительно небольшим входным сопротивлением и поэтому $U_{\text{мвх}} < E_{\text{мн.с.}}$.

В области нижних и средних рабочих частот усилителя его входное сопротивление активно. На этом основании можно считать, что

$$U_{\text{мб}} = U_{\text{мвх}} = E_{\text{мн.с.}} \cdot \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + R_{\text{и.с.}}}, \quad (6.2)$$

где $R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление усилителя. Его величину считаем независимой от мгновенных значений входного напряжения (такое допущение справедливо только для малых сигналов).

Располагая графиками физических процессов, происходящих в усилителе, можно определить его коэффициенты усиления и входное сопротивление. Для этого необходимо воспользоваться формулами (5.1) — (5.4).

Применительно к усилителю на транзисторе с общим эмиттером их можно записать так:

$$K_u = \frac{U_{\text{мк}}}{U_{\text{мб}}} = \frac{U_{\text{р.к}}}{U_{\text{р.б}}}; \quad (6.3)$$

$$K_i = \frac{I_{\text{мк}}}{I_{\text{мб}}} = \frac{I_{\text{р.к}}}{I_{\text{р.б}}}; \quad (6.4)$$

$$K_p = \frac{U_{\text{мк}} I_{\text{мк}}}{U_{\text{мб}} I_{\text{мб}}} = K_u K_i; \quad (6.5)$$

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{мб}}}{I_{\text{мб}}} = \frac{U_{\text{р.б}}}{I_{\text{р.б}}}. \quad (6.6)$$

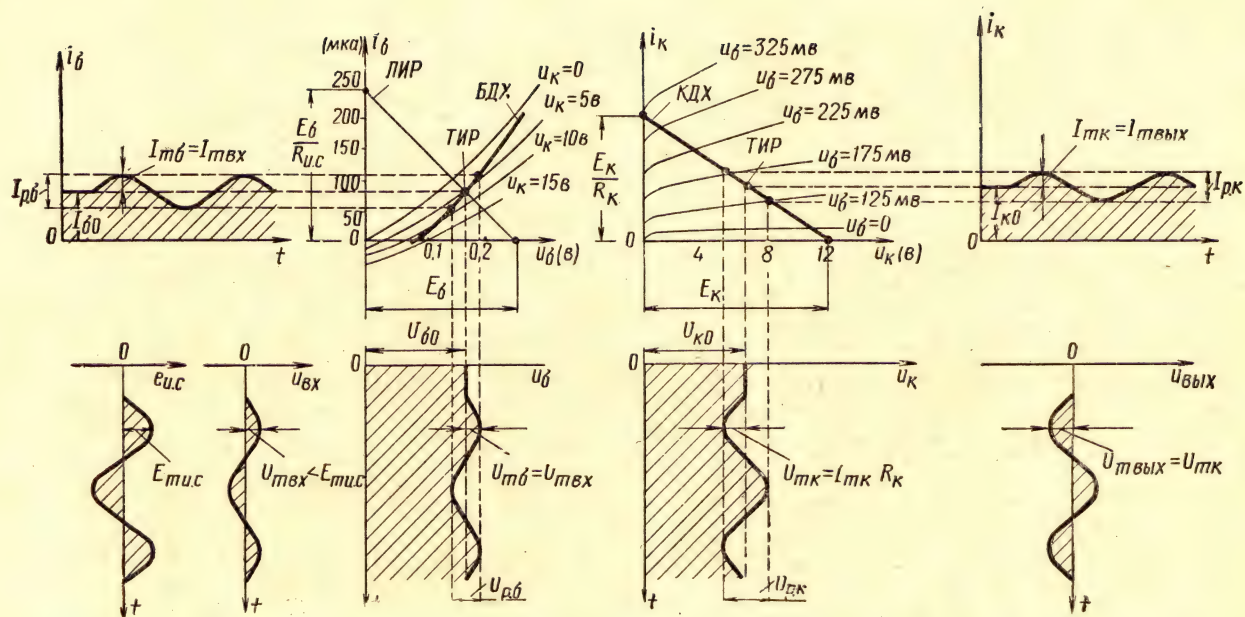


Рис. 6.6. Процесс усиления синусоидального сигнала в реостатном усилителе на транзисторе $n-p-n$ с общим эмиттером

Рассматривая рис. 6.4, можно сказать, что током коллектора и, следовательно, напряжением на коллекторе управляет ток базы. Но выше было отмечено, что ток базы является нежелательным током. Поэтому странно звучит утверждение, что именно этот ток управляет полезной работой транзистора:

Формально удобнее говорить об управляющем действии тока базы вследствие простоты объяснения графических построений, тем более что это допустимо ввиду правильности конечных результатов. Во многих случаях так и поступают.

Однако физически это неверно, так как реальной причиной появления управляемого тока коллектора являются изменения величины прямого напряжения, приложенного к эмиттерному переходу. Но процесс изменения потенциального барьера эмиттерного перехода транзистора неизбежно протекает при наличии нежелательного тока базы.

Кажущееся противоречие объясняется тем, что в действительности управление транзистором осуществляется мощностью входного сигнала. Это можно представить себе как одновременное управление работой транзистора и входными напряжением и током. Учитывая это, объясним физические процессы в схеме резистивного усилителя на транзисторе *p-n-p* (рис. 6.1, б) формальным способом.

Если усилитель выполняется на транзисторе *p-n-p*, то постоянные напряжения источников питания отрицательны относительно общей точки схемы. Ток базы и ток коллектора также отрицательны, так как они вытекают из транзистора. Эти обстоятельства определяют некоторые особенности в вычерчивании графиков физических процессов для такого усилителя. Они видны из рис. 6.7, на котором иллюстрируется процесс усиления синусоидального сигнала.

В качестве исходного графика взято семейство КСХТ, затем построены КДХ, БДХ и ЛИР обычным образом. Тем самым определено положение точки исходного режима на обеих динамических характеристиках.

Входное напряжение усилителя $u_{вх}$ изменяет потенциал базы транзистора, поэтому происходит изменение тока i_b . Он изменяется синфазно с входным напряжением. Из семейства КСХТ видно, что изменения тока базы вызывают пропорциональные изменения тока и напряжения на коллекторе. Они зависят от положения коллекторной динамической характеристики.

В соответствии с таким рассуждением получилось, что входное напряжение управляет входным током, а уже входной ток управляет выходным током и выходным напряжением.

Из сравнения рис. 6.7 и 5.8 видно, что кривизна БДХ заметно больше кривизны ЭДХ. Значит, при одинаковой величине входного сигнала в усилителе с общим эмиттером нелинейные искажения больше, чем в усилителе с общей базой.

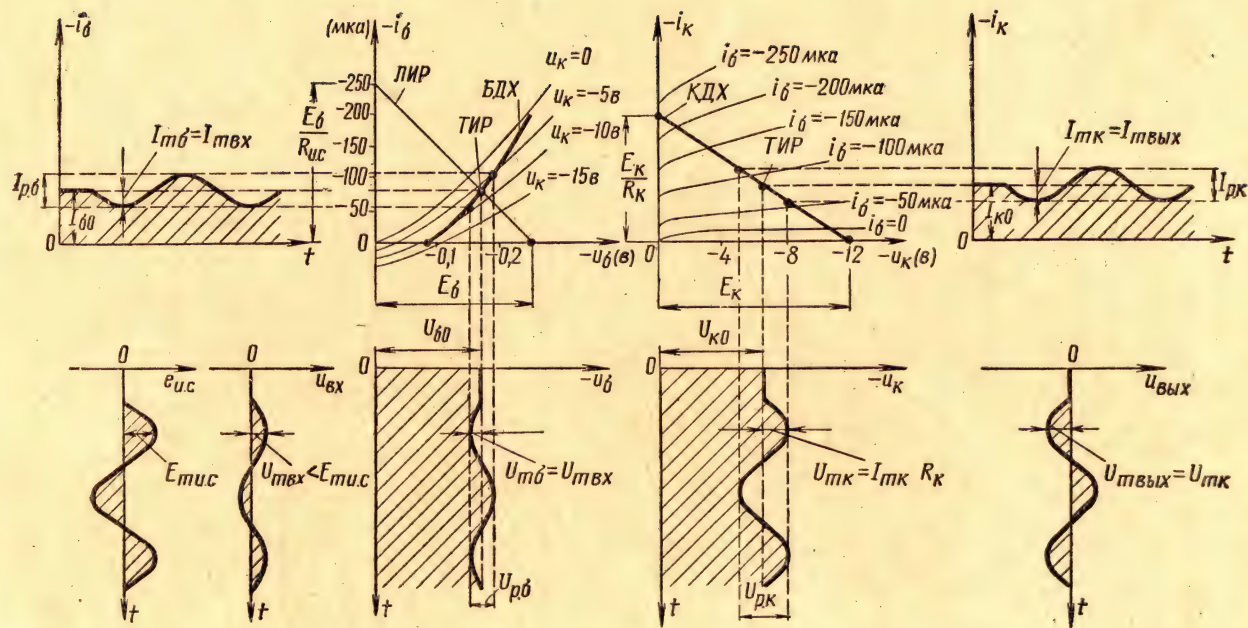


Рис. 6.7. Процесс усиления синусоидального сигнала в реостатном усилителе на транзисторе $p-n-p$ с общим эмиттером

§ 6.3. Аналитический расчет основных параметров усилителя

Если амплитуда сигнала на входе усилителя очень мала, то расчет основных параметров целесообразно производить по формулам. Они всегда выводятся из предположения, что рабочие участки характеристик транзистора линейны.

Вывод основных формул можно произвести, используя теорию четырехполюсников, для чего схему реостатного усилителя изобразим, как показано на рис. 6.8. На этом рисунке стрелки показывают положительные направления переменных токов и напряжений.

Под сопротивлением R_H понимается результирующая нагрузка транзистора для переменной составляющей коллекторного тока. В схеме, изображенной на рис. 6.1, она состоит из параллельно соединенных сопротивлений R_K , R_H и входного активного сопротивления следующего каскада R_{BX} .

Поэтому

$$R_H = \frac{R_K R_H R_{BX}}{R_K R_H + R_K R_{BX} + R_H R_{BX}}.$$

Система параметров четырехполюсника может быть различной. На низких (звуковых) частотах наиболее целесообразно пользоваться системой h -параметров или системой r -параметров.

Мы уже знаем, что можно написать следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} U_{BX} = h_{11} I_{BX} + h_{12} U_{ВЫХ}, \\ I_{ВЫХ} = h_{21} I_{BX} + h_{22} U_{ВЫХ}. \end{cases} \quad (6.7)$$

Но из схемы следует, что

$$\begin{cases} U_{BX} = E_{н.с} - I_{BX} R_{н.с}, \\ I_{ВЫХ} = -\frac{U_{ВЫХ}}{R_H}. \end{cases} \quad (6.8)$$

Решая совместно обе системы уравнений, можно получить для расчета основных параметров усилителей необходимые формулы, которые оказываются пригодными для любой схемы включения транзистора.

В процессе вывода формул введем вспомогательный параметр

$$h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}. \quad (6.9)$$

Тогда окончательные уравнения будут сравнительно простыми. Расположим их в порядке, наиболее удобном для практических расчетов:

1. Входное сопротивление усилителя

$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = \frac{h_{11} + h_{12}R_H}{1 + h_{22}R_H}. \quad (6.10)$$

2. Коэффициент усиления по току

$$K_i = \frac{I_{вых}}{I_{вх}} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22}R_H}. \quad (6.11)$$

3. Коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = -K_i \cdot \frac{R_H}{R_{вх}}. \quad (6.12)$$

4. Коэффициент усиления по мощности

$$K_p = \frac{P_{вых}}{P_{вх}} = |K_i| \cdot |K_u|. \quad (6.13)$$

Пример. Реостатный усилитель с общим эмиттером (рис. 6.1) выполнен на транзисторе П14, работающем в типовом режиме, при сопротивлениях $R_H = 10$ ком и $R_{и.с} = 1$ ком. Необходимо определить основные параметры усилителя при наличии малого входного сигнала.

Решение.

1. Определение параметров транзистора. Поскольку транзистор работает в типовом режиме, то его параметры можно взять из справочника. Они имеют следующие величины:

$$h_{11э} = 775 \text{ ом}, h_{12э} = 3 \cdot 10^{-4}, h_{21э} = 24, h_{22э} = 20 \text{ мкмо.}$$

2. Определение вспомогательного параметра

$$h_э = h_{11э}h_{22э} - h_{12э}h_{21э} = 775 \cdot 20 \cdot 10^{-6} - 3 \cdot 10^{-4} \cdot 24 = 83 \cdot 10^{-4}.$$

3. Расчет входного сопротивления усилителя

$$R_{вх} = \frac{h_{11э} + h_эR_H}{1 + h_{22э}R_H} = \frac{775 + 83 \cdot 10^{-4} \cdot 10^4}{1 + 20 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4} = 715 \text{ ом.}$$

4. Расчет коэффициента усиления по току

$$K_i = \frac{h_{21э}}{1 + h_{22э}R_H} = \frac{24}{1 + 20 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4} = 20.$$

5. Расчет коэффициента усиления по напряжению

$$K_u = -K_i \cdot \frac{R_H}{R_{вх}} = -20 \cdot \frac{10^4}{715} = -280.$$

Знак минус означает, что напряжение на выходе усилителя противофазно входному напряжению.

6. Расчет коэффициента усиления по мощности

$$K_p = |K_i| \cdot |K_u| = 20 \cdot 280 = 5600.$$

Анализ уравнений (6.11), (6.12), (6.13) показывает, что коэффициенты усиления реостатного усилителя на транзисторе зависят от сопротивления нагрузки, так как это изображено на рис. 6.9.

Из приведенных кривых видно, что для получения максимального усиления по мощности необходимо выбрать вполне определенное сопротивление нагрузки транзистора. Его величина называется оптимальной.

Можно показать, что при малых входных сигналах

$$R_{н. опт} \approx \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22}h}} \quad (6.14)$$

Пример. Определить оптимальное сопротивление нагрузки реостатного усилителя с общим эмиттером на транзисторе П14 с целью получения максимального коэффициента усиления по мощности.

Решение:

$$R_{н. опт} \approx \sqrt{\frac{h_{11э}}{h_{22э} h_э}} = \sqrt{\frac{775}{20 \cdot 10^{-6} \cdot 83 \cdot 10^{-4}}} \approx 68,3 \cdot 10^3 \text{ ом.}$$

Значительная величина оптимального сопротивления нагрузки транзистора (десятки килоом) объясняется его большим внутренним сопротивлением для выходного тока.

Практически в реостатных усилителях редко ставится задача получения максимального усиления мощности входных сигналов. Поэтому обычно в таких усилителях $R_{н} \ll R_{н. опт}$. Но тогда расчет основных параметров реостатного усилителя допустимо производить по следующим формулам:

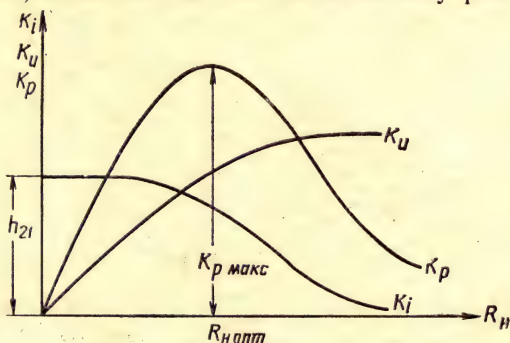


Рис. 6.9. Зависимость коэффициентов усиления реостатного усилителя на транзисторе от сопротивления нагрузки

1. Входное сопротивление усилителя

$$R_{вх} \approx h_{11}. \quad (6.15)$$

2. Коэффициент усиления по току

$$K_i \approx h_{21}. \quad (6.16)$$

3. Коэффициент усиления по напряжению

$$K_u \approx -\frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot R_n = -K_i \cdot \frac{R_n}{R_{вх}}. \quad (6.17)$$

4. Коэффициент усиления по мощности

$$K_p = |K_i| \cdot |K_u| = \frac{h_{21}^2}{h_{11}} \cdot R_n. \quad (6.18)$$

Для примера, приведенного выше, по приближенным формулам получаем $R_{вх} = 775 \text{ ом}$, $K_i = 24$, $K_u = 310$, $K_p = 7450$. Отсюда

видно, что величины всех параметров усилителя, полученные по приближенным формулам, несколько завышены. Однако порядок величин сохраняется правильным с достаточной точностью. Заметные расхождения точных и приближенных величин параметров в приведенном примере объясняются тем, что в данном случае сопротивление R_H только в 7 раз меньше оптимального. Читателю предлагается самому сравнить результаты расчетов параметров усилителя по приведенным формулам при сопротивлении $R_H = 2 \text{ ком.}$

Если для выбранного транзистора h -параметры неизвестны, а известны его r -параметры, то расчет реостатного усилителя можно производить по следующим формулам:

1. Входное сопротивление усилителя

$$R_{вх} = \frac{r + r_{11}R_H}{r_{22} + R_H}. \quad (6.19)$$

2. Коэффициент усиления по току

$$K_i = - \frac{r_{21}}{r_{22} + R_H}. \quad (6.20)$$

3. Коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = \frac{r_{21}R_H}{r + r_{11}R_H} = -K_i \cdot \frac{R_H}{R_{вх}}. \quad (6.21)$$

В этих формулах вспомогательный параметр

$$r = r_{11}r_{22} - r_{12}r_{21}. \quad (6.22)$$

Пример. Определить основные параметры реостатного усилителя с общим эмиттером на транзисторе П14, если $R_H = 10 \text{ ком.}$, $r_{113} = 415 \text{ ом.}$, $r_{123} = 15 \text{ ом.}$, $r_{213} = -1,2 \text{ Мом.}$, $r_{223} = 50 \text{ ком.}$

Решение.

1. Вспомогательный параметр

$$r = r_{113}r_{223} - r_{123}r_{213} = 415 \cdot 50 \cdot 10^3 + 15 \cdot 1,2 \cdot 10^6 = 39 \cdot 10^6 \text{ ом.}$$

2. Входное сопротивление усилителя

$$R_{вх} = \frac{r + r_{113}R_H}{r_{223} + R_H} = \frac{39 \cdot 10^6 + 415 \cdot 10^4}{5 \cdot 10^4 + 10^4} = 715 \text{ ом.}$$

3. Коэффициент усиления по току

$$K_i = - \frac{r_{213}}{r_{223} + R_H} = \frac{1,2 \cdot 10^6}{5 \cdot 10^4 + 10^4} = 20.$$

4. Коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = \frac{r_{213}R_H}{r + r_{113}R_H} = \frac{-1,2 \cdot 10^6 \cdot 10^4}{39 \cdot 10^6 + 415 \cdot 10^4} = -280.$$

5. Коэффициент усиления по мощности

$$K_p = |K_i| \cdot |K_u| = 20 \cdot 280 = 5600.$$

В современных справочниках довольно часто приводятся параметры транзистора для его низкочастотной T -образной эквивалентной схемы. Так, например, для транзистора П14 они равны: $r_0 = 400 \text{ ом}$, $r_{\pi} = 15 \text{ ом}$, $r_k = 1,25 \text{ Мом}$, $r_c = 1,2 \text{ Мом}$, $\alpha = 0,96$.

В этих случаях расчет основных параметров реостатного усилителя на транзисторе с общим эмиттером можно производить по следующим формулам:

1. Входное сопротивление усилителя

$$R_{вх} = r_0 + r_{\pi} (1 + \beta) \cdot \frac{r_k + R_H}{r_k + R_H (1 + \beta)}. \quad (6.23)$$

2. Коэффициент усиления по току

$$K_i = \beta \cdot \frac{r_k}{r_k + R_H (1 + \beta)}. \quad (6.24)$$

3. Коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = -K_i \cdot \frac{R_H}{R_{вх}}. \quad (6.25)$$

В справедливости трех последних формул легко убедиться, произведя повторный расчет параметров реостатного усилителя на транзисторе П14 с сопротивлением коллекторной нагрузки $R_H = 10 \text{ ком}$.

Из формул (6.19) и (6.10) видно, что при $R_H = \infty$ имеем $R_{вх} = r_{11}$, а при $R_H = 0$ получаем $R_{вх} = h_{11}$.

§ 6.4. Выходное сопротивление транзистора и транзисторного усилителя

При проектировании многокаскадных усилителей и расчетах конечных усилительных каскадов необходимо знать величину выходного сопротивления транзистора предыдущего каскада. Выходное сопротивление транзистора рассчитывается теоретически в области средних частот, где оно активно.

Схема четырехполюсника для расчета выходного сопротивления транзистора изображена на рис. 6.10, а. Из нее видно, что $R_{вых}$ определяется со стороны выходных зажимов при отключенной нагрузке и бездействующем источнике сигнала с внутренним сопротивлением $R_{и.с.}$ К разомкнутым выходным зажимам усилителя подключен (теоретически) источник переменного напряжения $U_{вых}$, под воздействием которого в выходной цепи транзистора идет ток $I_{вых}$. В этом случае четырехполюсник (транзистор) обладает выходным сопротивлением

$$R_{вых} = \frac{U_{вых}}{I_{вых}}.$$

Поскольку в транзисторе есть внутренняя обратная связь, то на входе его проходит ток $I_{вх}$ и создается напряжение $U_{вх}$. Если же $E_{и.с}=0$, то из уравнения (6.8) получаем

$$R_{и.с} = -\frac{U_{вх}}{I_{вх}}.$$

Эти два соотношения используются для вывода расчетных формул.

Из гл. IV известно, что для четырехполюсника можно получить систему уравнений с различными параметрами. Например,

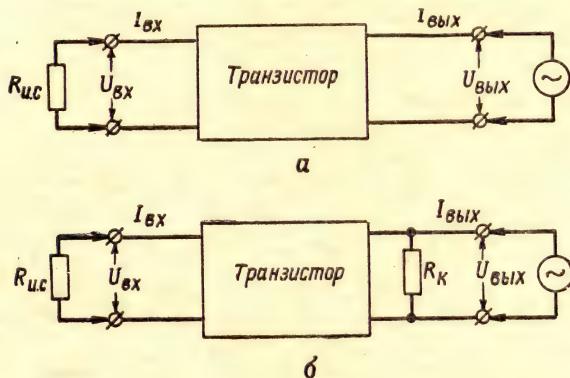


Рис. 6.10. Схемы четырехполюсников для расчета выходного сопротивления:

а — транзистора; б — транзисторного усилителя

в h -параметрах она представлена уравнениями (6.7). Решение этой системы дает следующий результат:

$$R_{вых} = \frac{h_{11} + R_{и.с}}{h + h_{22}R_{и.с}}, \quad (6.26)$$

где $h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}$.

Если систему уравнений четырехполюсника записать в r -параметрах транзистора, то получается

$$R_{вых} = \frac{r + r_{22}R_{и.с}}{r_{11} + R_{и.с}} \quad (6.26, а)$$

где $r = r_{11}r_{22} - r_{12}r_{21}$.

Пример. Определить выходное сопротивление транзистора П14 с общим эмиттером, если $R_{и.с}=1$ ком.

1. В системе h -параметров получим

$$R_{вых} = \frac{h_{11э} + R_{и.с}}{h_э + h_{22э}R_{и.с}} = \frac{775 + 10^3}{83 \cdot 10^{-4} + 20 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3} = 63 \cdot 10^3 \text{ ом.}$$

2. В системе r -параметров получим

$$R_{вых} = \frac{r + r_{22э}R_{и.с}}{r_{11э} + R_{и.с}} = \frac{39 \cdot 10^6 + 5 \cdot 10^4 \cdot 10^3}{415 + 10^3} = 63 \cdot 10^3 \text{ ом.}$$

Схема для расчета выходного сопротивления усилителя $R_{\text{вых. у}}$ изображена на рис. 6.10, б. Из нее видно, что выходным сопротивлением транзисторного каскада называется параллельное соединение выходного сопротивления транзистора и сопротивления его коллекторной нагрузки. Следовательно,

$$R_{\text{вых. у}} = \frac{R_{\text{вых}} R_{\text{к}}}{R_{\text{вых}} + R_{\text{к}}}. \quad (6.27)$$

В большинстве случаев $R_{\text{вых}} \gg R_{\text{к}}$, и поэтому с достаточной точностью можно считать, что

$$R_{\text{вых. у}} \approx R_{\text{к}}. \quad (6.27, а)$$

§ 6.5. Частотные свойства усилителя

Из предыдущей главы известно, что усилительные свойства транзистора ухудшаются с повышением частоты усиливаемых колебаний. У транзистора с общим эмиттером коэффициент усиления по переменному току определяется уравнением

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}.$$

При уменьшении α с повышением частоты происходит уменьшение числителя этого уравнения и увеличение знаменателя. По-

этому β уменьшается более резко, чем α . Если, например, $\alpha = 0,99$, то $\beta = 99$. Если α уменьшится на 1% и станет равен 0,98, то при этом β уменьшится на 55% и будет равен 49.

Графическая зависимость величин α и β от частоты усиливаемых колебаний изображена на рис. 6.11. Из рисунка видно, что граничная частота усиления по току транзистора с общим эмиттером f_{β} значительно ниже, чем частота f_{α} , получаемая в том же транзисторе при включении его по схеме с общей базой.

Можно показать, что

$$f_{\beta} \approx 0,75 \cdot \frac{f_{\alpha}}{1 + \beta_0}. \quad (6.28)$$

Из уравнения (6.28) следует, что транзисторы с малым значением β_0 являются более широкополосными по сравнению с транзисторами, имеющими большее значение β_0 (при одинаковых остальных параметрах). Однако частота f_{β} (так же как и частота

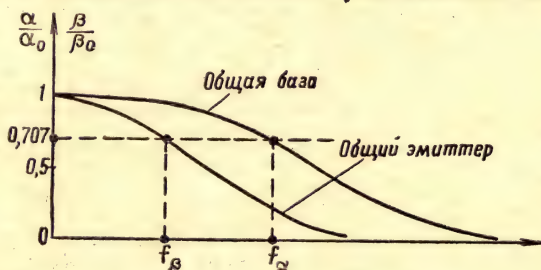


Рис. 6.11. Зависимость коэффициента усиления по току транзистора с общей базой и с общим эмиттером от частоты усиливаемых колебаний (масштаб по горизонтальной оси логарифмический)

та f_a) не может служить однозначным критерием для оценки работы транзистора в различных усилителях, так как она не характеризует его усиления по мощности. Частота f_β определяет только частотный интервал, в котором можно использовать простейшие эквивалентные схемы транзисторов для аналитического расчета усилителей.

Существует довольно много эквивалентных схем плоскостного транзистора с общим эмиттером, по которым можно судить о его частотных свойствах. Один из простейших вариантов изображен на рис. 6.12.

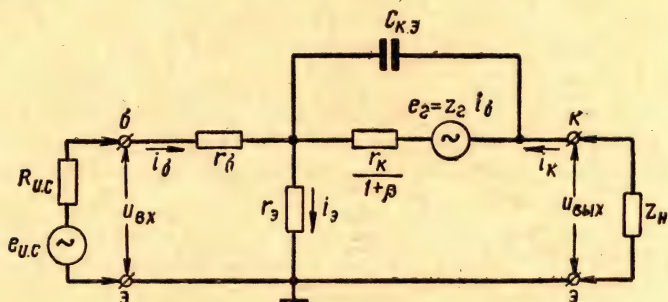


Рис. 6.12. Вариант эквивалентной схемы усилителя на транзисторе с общим эмиттером

Из этой схемы видно, что выходное сопротивление транзистора с общим эмиттером меньше, чем при включении его с общей базой, в $1 + \beta$ раз. Это очень хорошо. Но проходная емкость транзистора

$$C_{к.э} = C_k (1 + \beta) \quad (6.29)$$

больше, чем в схеме с общей базой, в $1 + \beta$ раз. Это, конечно, плохо. Однако в целом постоянная времени коллекторной цепи транзистора в обоих случаях одинакова, т. е.

$$C_k r_k = C_{к.э} \cdot \frac{r_k}{1 + \beta}.$$

Отсюда вытекает, что частотные свойства усилителя на транзисторе с общим эмиттером не хуже частотных свойств усилителя на транзисторе с общей базой.

§ 6.6. Практические схемы реостатных усилительных каскадов на транзисторе с общим эмиттером

Практические схемы транзисторных усилителей обычно выполняются с одним источником питания. Он является общим для всех цепей каждого каскада усилителя.

Схемы однокаскадных усилителей с одним источником питания можно разбить на три основные группы:

- усилители с фиксированным смещением;
- усилители с инерционной отрицательной обратной связью;
- усилители с безынерционной отрицательной обратной связью.

Усилители с фиксированным смещением

При рассмотрении усилителя на транзисторе с общим эмиттером можно говорить о напряжении или о токе смещения для

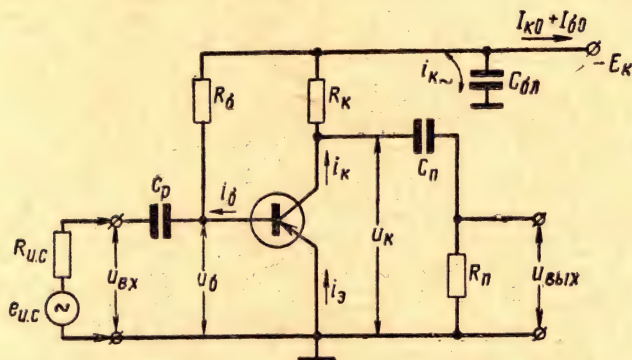


Рис. 6.13. Схема реостатного усилителя с фиксированным током базы

входного электрода. Это зависит от того, каким семейством КСХ пользуются. Смещение необходимо для создания начальной инжекции неравновесных СНЗ из эмиттера в базу транзистора. В этом случае усилитель можно использовать для усиления сигналов различной полярности. В зависимости от типа транзистора требуемое смещение может быть положительным или отрицательным.

На рис. 6.13 изображена простейшая схема реостатного усилителя на транзисторе $p-n-p$ с одним источником питания. Для нее характерна фиксированная величина постоянной составляющей тока базы $I_{б0}$. Поэтому его называют усилителем с фиксированным током базы. Величину тока $I_{б0}$ можно определять по формуле

$$I_{б0} = \frac{E_к}{R_б}. \quad (6.30)$$

Это уравнение написано в предположении, что сопротивление $R_б$ много больше собственного сопротивления базы $r_б$ и прямого сопротивления эмиттерного перехода. Это условие обычно выполняется. Из уравнения (6.30) следует, что ток $I_{б0}$ не зависит от па-

раметров и типа транзистора. Зная I_{60} , легко определить положение точки исходного режима на коллекторной или базовой динамической характеристике усилителя.

При нормальном режиме усилителя графики физических процессов совершенно аналогичны тем, которые изображены на рис. 6.7. Только теперь нет необходимости проводить линию исходного режима, так как ток I_{60} легко определяется из уравнения (6.30).

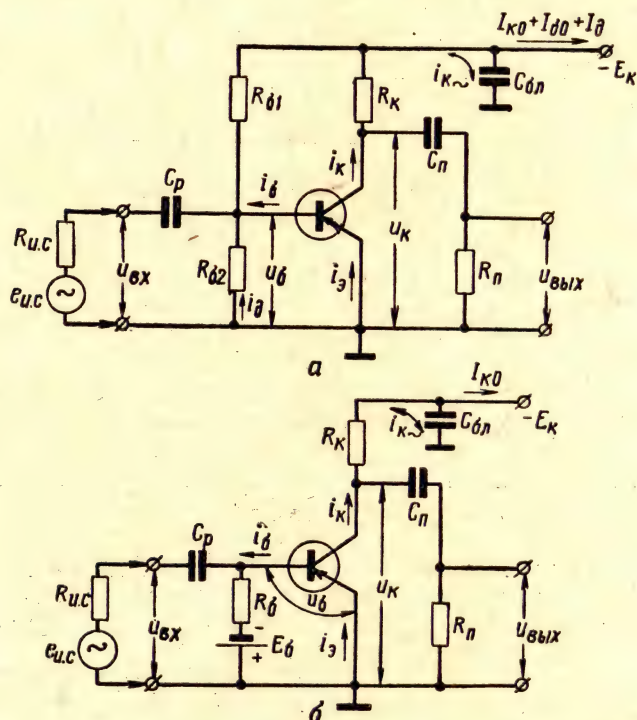


Рис. 6.14. Схема реостатного усилителя с фиксированным напряжением базы:

а — реальная схема; б — эквивалентная схема

На рис. 6.14, а изображена реальная схема реостатного усилителя с фиксированным напряжением базы, которое получается при помощи делителя, состоящего из сопротивлений $R_{\delta 1}$ и $R_{\delta 2}$. Из схемы ясно, что ток, протекающий через сопротивление делителя $R_{\delta 2}$, равен

$$i_d = \frac{u_{\delta}}{R_{\delta 2}}. \quad (6.31)$$

Падение напряжения на сопротивлении $R_{\delta 1}$ равно

$$E_K - u_{\delta} = (i_d + i_b) R_{\delta 1}. \quad (6.32)$$

Подставив в (6.32) ток i_d из (6.31) и решив уравнение относительно u_6 , получим

$$u_6 = E_k \cdot \frac{R_{62}}{R_{62} + R_{61}} - i_6 \cdot \frac{R_{62}R_{61}}{R_{62} + R_{61}}. \quad (6.33)$$

Это уравнение линии исходного режима. Ее удобно строить по двум точкам.

1. Если $i_6 = 0$, то $u_6 = E_k \cdot \frac{R_{62}}{R_{62} + R_{61}}$; это точка нулевого тока базы (ТНТБ).

2. Если $u_6 = 0$, то $i_6 = \frac{E_k}{R_{61}}$; это точка нулевого напряжения базы (ТННБ).

Линия исходного режима, построенная по найденным точкам, изображена на рис. 6.15. Она пересекает БДХ в точке исходного режима. По ней и определяются I_{60} и U_{60} .

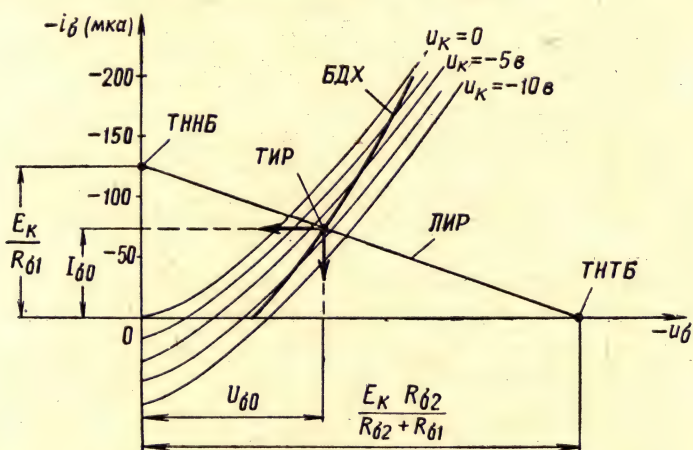


Рис. 6.15. Построение линии исходного режима для усилителя с фиксированным напряжением базы

При аналитическом расчете основных параметров усилителей с одним источником питания необходимо помнить, что формула (6.10) может оказаться неточной, так как в ней не учтено возможное наличие в схеме сопротивлений цепи смещения. Тогда соответственно оказываются неточными формулы (6.15), (6.19) и (6.23). В усилителе с фиксированным током базы (рис. 6.13) неточность возникает потому, что сопротивление R_6 по переменному току включено параллельно входным зажимам.

Поэтому для такого усилителя входное сопротивление $R_{вх. ф. т. 6}$ надо рассчитывать по формуле

$$R_{вх. ф. т. 6} = \frac{R_{вх}R_6}{R_{вх} + R_6}, \quad (6.34)$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление усилителя при $R_6 = \infty$ (т. е. в схеме, изображенной на рис. 6.1).

Следует, однако, сразу заметить, что в подавляющем большинстве случаев $R_6 \gg R_{вх}$ и тогда $R_{вх. ф. т. б} \approx R_{вх}$ с достаточной степенью точности.

Пример. Реостатный усилитель с фиксированным током базы (рис. 6.13) выполнен на транзисторе П14, работающем в типовом режиме при сопротивлениях $R_k = 10$ ком и $R_6 = 25$ ком. Определить входное сопротивление усилителя.

Решение. Поскольку для этого случая $R_{вх} = 715$ ом (см. § 6.3), то

$$R_{вх. ф. т. б} = \frac{715 \cdot 25 \cdot 10^3}{715 + 25 \cdot 10^3} = 695 \text{ ом.}$$

В усилителе с фиксированным напряжением базы (рис. 6.14, а) входное сопротивление $R_{вх. ф. н. б}$ следует рассчитывать по формуле

$$R_{вх. ф. н. б} = \frac{R_{вх} R_{61} R_{62}}{R_{вх} R_{61} + R_{вх} R_{62} + R_{61} R_{62}}. \quad (6.35)$$

Формула (6.35) получается потому, что сопротивления R_{61} и R_{62} по переменному току базы включены параллельно и шунтируют вход усилителя. Остальные параметры усилителей с фиксированным смещением рассчитываются по формулам, приведенным в § 6.3 (при выполнении условий, указанных в § 6.1).

На основании известной теоремы Тевенина можно существенно упростить схемы усилителей с делителем напряжения в цепи входного электрода транзистора.

Например, схема усилителя, изображенная на рис. 6.14, б, эквивалентна схеме, изображенной на рис. 6.14, а, если

$$R_6 = \frac{R_{61} R_{62}}{R_{61} + R_{62}} \quad (6.36)$$

и

$$E_6 = E_k \cdot \frac{R_{62}}{R_{61} + R_{62}}. \quad (6.37)$$

В справедливости сказанного можно убедиться, определив положение точки исходного режима на базовой динамической характеристике для этого варианта усилителя, предварительно рассчитав величины R_6 и E_6 .

Входное сопротивление усилителя, изображенного на рис. 6.14, б, рассчитывается по формуле

$$R_{вх. ф. н. б} = \frac{R_{вх} R_6}{R_{вх} + R_6}. \quad (6.38)$$

Для этой же схемы имеем

$$u_6 = E_6 - i_6 R_6. \quad (6.33, а)$$

Это уравнение линии исходного режима. Ее построение аналогично показанному на рис. 6.5.

Уменьшение входного сопротивления рассматриваемых усилителей за счет сопротивлений цепи смещения, конечно, является недостатком. Однако эти сопротивления уменьшают входное сопротивление усилителя незначительно. Более существенным недостатком является плохая стабильность исходного режима таких усилителей. Причина этого недостатка в том, что положение статических характеристик транзисторов сильно зависит от их температуры. Наиболее наглядно это видно на примере коллекторных характеристик (рис. 6.16).

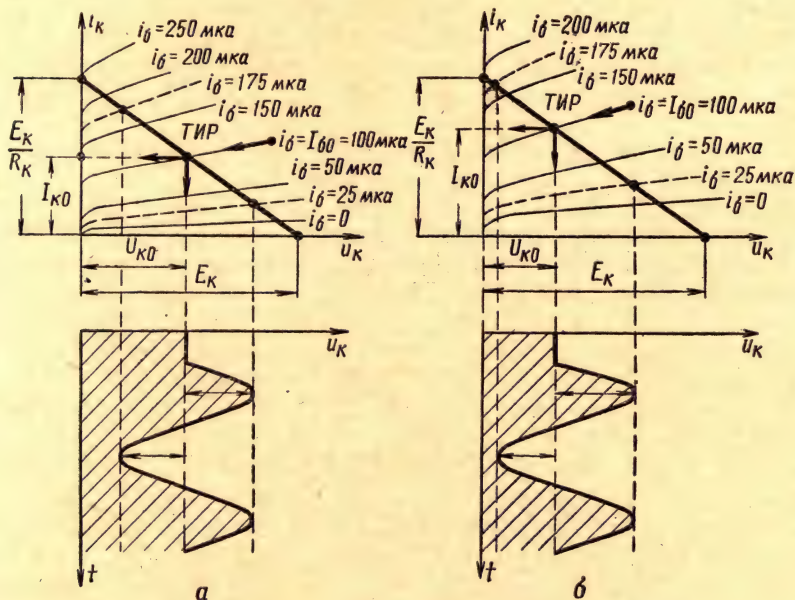


Рис. 6.16. Влияние температуры транзистора на режим работы реостатного усилителя с фиксированным смещением:

а — режим работы при нормальной температуре; б — режим работы при повышенной температуре

Если температура транзистора повышается, то КСХ поднимаются (применительно к рис. 6.16). Но так как при фиксированном смещении ток базы остается неизменным, то точка исходного режима транзистора изменяет свое положение (перемещается вверх). Вследствие этого происходит увеличение постоянного коллекторного тока и уменьшение постоянного коллекторного напряжения. Все параметры усилителя изменяются, и при больших входных сигналах могут возникнуть недопустимо большие нелинейные искажения.

О характере таких нелинейных искажений можно судить по графикам мгновенных значений напряжения на коллекторе.

В обоих случаях, показанных на рис. 6.16, условия работы входной цепи усилителя неизменны (ток базы изменяется в одинаковых пределах). Но режим работы выходной цепи усилителя при разной температуре транзистора меняется. По этой причине схемы с фиксированным смещением не рекомендуются для усиления больших сигналов при значительных изменениях температуры транзистора.

Чтобы температура транзистора не влияла на положение точки исходного режима усилителя, принимают температурную стабилизацию исходного режима транзистора (усилителя), в основу которой положено использование отрицательной обратной связи (ООС). Она может быть инерционной или безынерционной.

Усилители с инерционной отрицательной обратной связью

Инерционной отрицательной обратной связью (ИООС) называют такую обратную связь, которая осуществляется только по постоянному напряжению или по постоянному току транзистора.

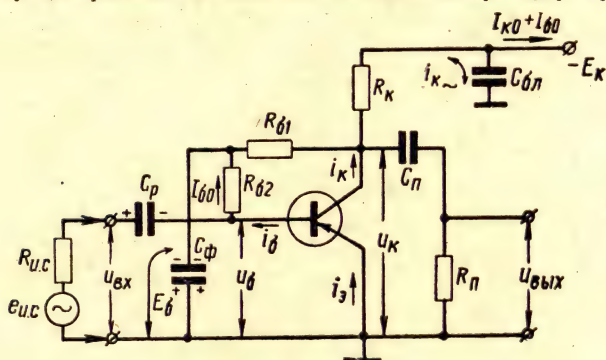


Рис. 6.17. Схема реостатного усилителя с параллельной инерционной отрицательной обратной связью по постоянному напряжению коллектора

Схема усилителя с параллельной ИООС по постоянному коллекторному напряжению изображена на рис. 6.17. В этой схеме при помощи интегрирующего (сглаживающего) фильтра $R_{б1}C_{ф}$ в сочетании с сопротивлением $R_{б2}$ происходит выделение постоянного напряжения

$$E_6 = U_{к0} \cdot \frac{R_{б2}}{R_{б1} + R_{б2}} \quad (6.39)$$

на конденсаторе фильтра $C_{ф}$. Величина напряжения E_6 обратно пропорциональна температуре транзистора, так как с повышением

температуры транзистора происходит увеличение тока $I_{к0}$. При этом одновременно уменьшается напряжение $U_{к0}$, а следовательно, и напряжение $E_б$. Уменьшение напряжения $E_б$ в свою очередь приводит к уменьшению тока $I_{б0}$, а эта причина сдерживает перемещение точки исходного режима усилителя вверх по выходной динамической характеристике. В результате этого ток $I_{к0}$ хотя и возрастает с повышением температуры транзистора, но в меньшей степени, чем в схеме усилителя с фиксированным смещением.

Эффективность температурной стабилизации исходного режима усилителя с параллельной отрицательной обратной связью по постоянному коллекторному напряжению значительно зависит от сопротивления нагрузки. Схема оправдывает свое назначение только при сравнительно большой величине R_k . Если сопротивление R_k очень мало для постоянного тока коллектора, то $U_{к0} \approx E_k = \text{const}$. Поэтому при изменении температуры транзистора напряжение $E_б$, а следовательно, и ток базы $I_{б0}$ остаются почти постоянными. В этом случае стабилизации положения точки исходного режима не происходит.

Из схемы видно, что сопротивление $R_{б1}$ входит в нагрузку транзистора, ибо для переменного тока коллектора оно включено параллельно сопротивлению R_k . Поэтому при расчете основных параметров усилителя (рис. 6.17) по формулам (6.10) — (6.25) следует брать

$$R_n \approx \frac{R_k R_{б1}}{R_k + R_{б1}}. \quad (6.40)$$

Эта формула написана для случая, когда сопротивление $R_n \gg R_k$ и $R_n \gg R_{б1}$, а входное сопротивление следующего каскада $R_{вх} \gg R_k$.

Точная величина сопротивления нагрузки для переменного тока коллектора рассчитывается по формуле

$$R_n = \frac{R_k R_{б1} R_n R_{вх}}{R_k R_{б1} + R_k R_n + R_k R_{вх} + R_{б1} R_n + R_{б1} R_{вх} + R_n R_{вх}}. \quad (6.41)$$

Сопротивление $R_{б2}$ шунтирует вход усилителя по переменному току и тем самым уменьшает его входное сопротивление. Поэтому его необходимо рассчитывать по формуле (6.34), взяв $R_б = R_{б2}$.

Постоянная составляющая тока базы $I_{б0}$ определяется по формуле

$$I_{б0} = \frac{U_{к0}}{R_{б1} + R_{б2}}. \quad (6.42)$$

Из формулы (6.42) видно, что между постоянным током базы и постоянным напряжением на коллекторе имеется линейная зависимость. Ее можно использовать для определения точки исходного режима непосредственно по коллекторной динамической ха-

рактеристике. Для этого необходимо задаться рядом значений тока базы (по числу имеющихся коллекторных статических характеристик) и рассчитать соответствующие им коллекторные напряжения.

Найденные точки соединяются плавной кривой, называемой линией исходного режима (ЛИР). Она пересекает коллекторную динамическую характеристику в точке исходного режима (рис. 6.18).

Поскольку напряжение $U_{к0} < E_K$, то для получения тока базы $I_{б0}$ такой же величины, как в схеме, изображенной на рис. 6.13, приходится брать меньшую величину сопротивления $R_б$, которое

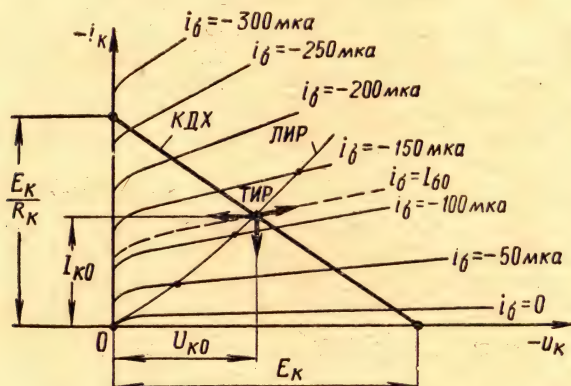


Рис. 6.18. Определение точки исходного режима реостатного усилителя с параллельной ООС по постоянному напряжению коллектора

в данном случае равно $R_{б1} + R_{б2}$. К тому же вход усилителя шунтирует только одно из этих сопротивлений. Поэтому входное сопротивление усилителя, собранного по схеме, изображенной на рис. 6.17, заметно меньше входного сопротивления усилителя, собранного по схеме, приведенной на рис. 6.13. Опыт показывает, что наиболее целесообразно брать $R_{б1} \approx R_{б2}$.

На рис. 6.19 изображена схема усилителя с последовательной ИООС по постоянному току эмиттера. В этой схеме на ячейке $R_э C_э$ создается напряжение только за счет постоянной составляющей эмиттерного тока $I_{э0}$, а ее величина зависит от температуры транзистора.

С повышением температуры ток $I_{э0}$ возрастает и это приводит к увеличению напряжения $U_{э0}$. Но при этом уменьшается напряжение $U_{б0}$. Уменьшение прямого напряжения $U_{б0}$ сдерживает рост эмиттерного тока, а следовательно, и рост коллекторного тока.

В этом и заключается метод температурной стабилизации точки исходного режима усилителя за счет отрицательной обратной связи по постоянному току.

Хорошая температурная стабилизация режима получается только при малом сопротивлении R_K и достаточно большом сопротивлении R_3 . Величина сопротивления R_3 обычно выбирается порядка единиц килоом. Чем больше сопротивление R_3 , тем стабильнее работа усилителя. Однако в реальных схемах транзисторных усилителей сопротивление R_3 свыше 15 ком встречается редко.

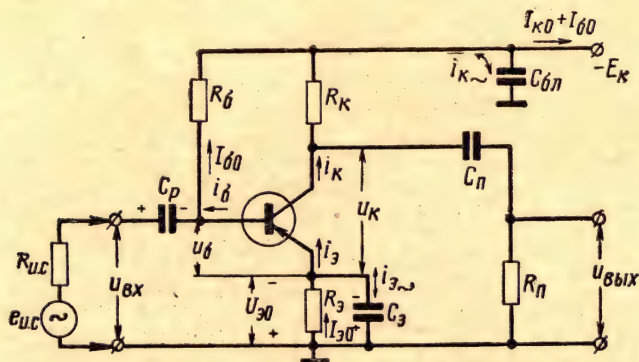


Рис. 6.19. Схема реостатного усилителя с последовательной инерционной отрицательной обратной связью по постоянному току эмиттера

Входное сопротивление усилителя рассчитывается по формуле (6.34), а остальные параметры так же, как и для усилителей с фиксированным смещением.

Из схемы усилителя видно, что при отсутствии входного сигнала напряжение на коллекторе постоянно и равно

$$u_K = E_K - i_K R_K - i_3 R_3 = E_K - i_K \left(R_K + \frac{R_3}{\alpha_0} \right). \quad (6.43)$$

Это уравнение коллекторной динамической характеристики усилителя с сопротивлением R_3 . Она построена на рис. 6.20 по двум точкам.

Для определения исходного режима усилителя необходимо рассчитать ток базы. Из схемы видно, что

$$I_{60} = \frac{E_K - I_{30} R_3}{R_6} = \frac{E_K - (1 + \beta_0) I_{60} R_3}{R_6}.$$

Откуда

$$I_{60} = \frac{E_K}{R_6 + (1 + \beta_0) R_3}. \quad (6.44)$$

Зная ток базы $I_{\text{б0}}$, легко определить напряжение на коллекторе $U_{\text{к0}}$ и ток коллектора $I_{\text{к0}}$. Процесс их нахождения ясен из рис. 6.20.

На рис. 6.21 изображена схема усилителя, получившая весьма широкое распространение. Ее отличие от предыдущей схемы состоит в наличии делителя постоянного напряжения в цепи базы $R_{\text{б1}}, R_{\text{б2}}$. Он применен для того, чтобы напряжение на базе относительно земли мало зависело от тока базы. Тогда температурное изменение тока эмиттера приводит к более резкому изменению напряжения на эмиттерном переходе.

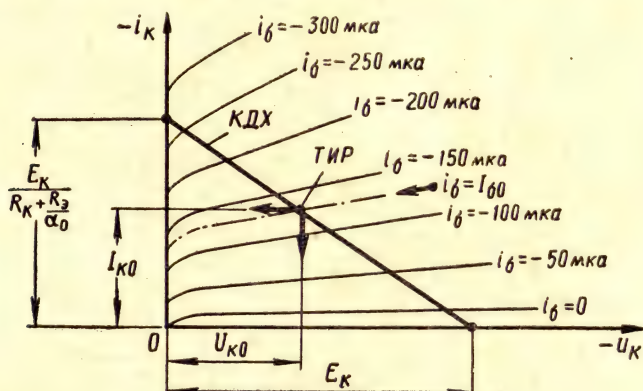


Рис. 6.20. Определение точки исходного режима реостатного усилителя с последовательной отрицательной обратной связью по постоянному току эмиттера

По этой причине стабилизация положения точки исходного режима получается более эффективной, чем в предыдущей схеме. Стабильность исходного режима получается хорошей при любой величине сопротивления $R_{\text{к}}$. Она тем лучше, чем больше сопротивление $R_{\text{э}}$ и чем меньше сопротивления делителя $R_{\text{б1}}$ и $R_{\text{б2}}$.

Для этой схемы КДХ строится, как показано на рис. 6.20, т. е. в соответствии с уравнением (6.43). Для расчета исходного тока базы удобно воспользоваться рис. 6.21, б, где изображена эквивалентная схема усилителя. Применительно к этой схеме имеем

$$I_{\text{б0}} = \frac{E_{\text{б}}}{R_{\text{б}} + (1 + \beta_0) R_{\text{э}}}, \quad (6.45)$$

где $R_{\text{б}}$ и $E_{\text{б}}$ определяются по уравнениям (6.36) и (6.37).

Недостаток схемы заключается в повышенном расходе энергии источника коллекторного питания и в пониженном входном сопротивлении усилителя. Последнего недостатка лишена схема усилителя с входным трансформатором, изображенная на рис. 6.22. В этой схеме сопротивления делителя не шунтируют вход усилителя и поэтому не уменьшают его входного сопротивления. Недо-

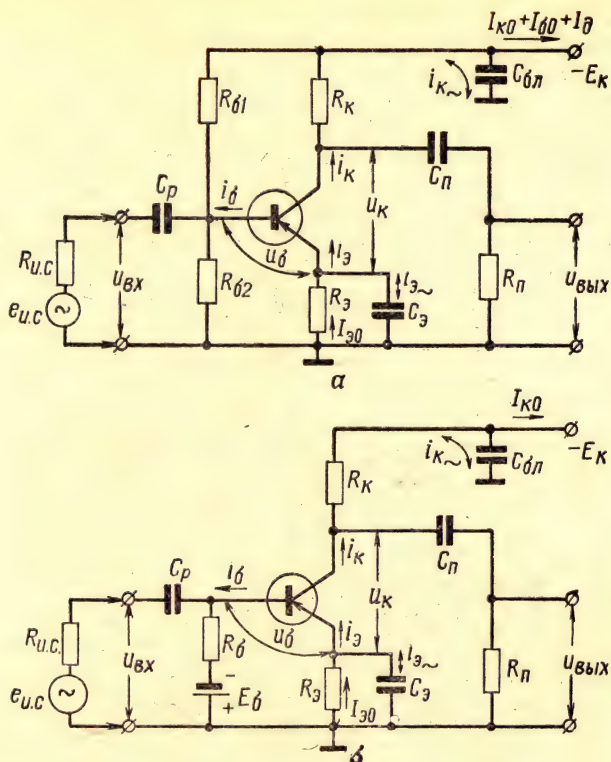


Рис. 6.21. Схема реостатного усилителя с последовательной ЦОС по постоянному току эмиттера и делителем постоянного напряжения в цепи базы транзистора:
а — реальная схема; б — эквивалентная схема

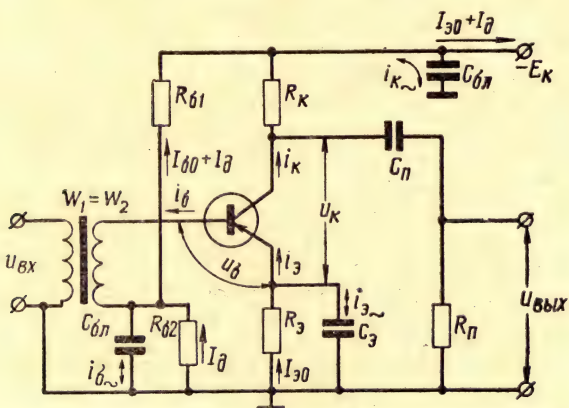


Рис. 6.22. Схема реостатного усилителя с входным трансформатором

статком схемы является усложнение конструкции, увеличение габарита и стоимости. Из-за наличия трансформатора частотные свойства данного усилителя хуже, чем у предыдущих усилителей.

Усилители с безынерционной отрицательной обратной связью

Применение инерционной отрицательной обратной связи часто не обеспечивает требуемой стабильности параметров транзисторного усилителя. Дело в том, что параметры транзисторов зависят не только от температуры. Они различны для каждого образца и, кроме того, значительно зависят от режима питания.

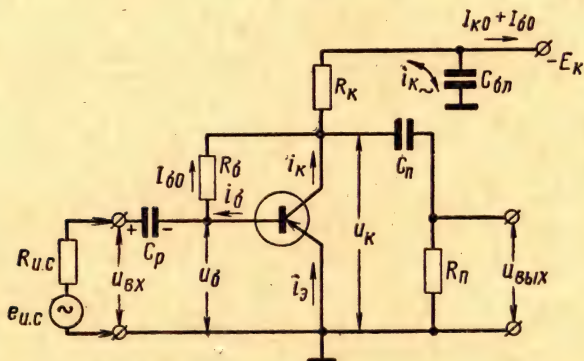


Рис. 6.23. Схема реостатного усилителя с параллельной БООС по коллекторному напряжению

Поэтому в современных усилителях на транзисторах широко применяется безынерционная отрицательная обратная связь (БООС). Методы ее осуществления те же самые, что и в ламповых усилителях. Понятно, что основные параметры реостатных усилителей с БООС нельзя рассчитывать по приведенным выше формулам, так как они выведены для усилителей без обратной связи.

На рис. 6.23 изображена схема реостатного усилителя с параллельной БООС по коллекторному напряжению. В этой схеме ток базы определяется по формуле

$$i_b \approx \frac{u_k}{R_b}. \quad (6.46)$$

Из формулы видно, что между током базы и напряжением на коллекторе имеется линейная зависимость. Ее можно использовать для нахождения точки исходного режима на КДХ. Этот метод был рассмотрен выше и иллюстрирован на рис. 6.18.

Если усилитель с параллельной БООС по напряжению работает в типовом режиме, то основные параметры усилителя можно рассчитывать по приближенным формулам.

В низкочастотных параметрах Т-образной схемы транзистора они имеют следующий вид:

1. Входное сопротивление усилителя

$$R_{вх} \approx [r_6 + r_s (1 + \beta)] \cdot \frac{R_6 + R_n}{R_6 + R_n (1 + \beta)}. \quad (6.47)$$

2. Коэффициент усиления по току

$$K_i = \beta \cdot \frac{R_6}{R_6 + R_n (1 + \beta)}. \quad (6.48)$$

3. Коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = -K_i \cdot \frac{R_n}{R_{вх}}. \quad (6.49)$$

Пример. Определить основные параметры усилителя (рис. 6.23), если он выполнен на транзисторе П14 и имеет $R_n = 10$ ком, $R_6 = 100$ ком.

Решение.

1. Входное сопротивление усилителя

$$R_{вх} = [400 + 15 (1 + 24)] \cdot \frac{10^5 + 10^4}{10^5 + 10^4 (1 + 24)} = 245 \text{ ом}.$$

2. Коэффициент усиления по току

$$K_i = 24 \cdot \frac{10^5}{10^5 + 10^4 (1 + 24)} = 6,85.$$

3. Коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = -6,85 \cdot \frac{10^4}{245} = -280.$$

4. Коэффициент усиления по мощности

$$K_p = 6,85 \cdot 280 = 1930.$$

Из сравнения полученных параметров усилителя с их значениями для схемы без обратной связи видно, что параллельная БООС по напряжению заметно уменьшает входное сопротивление усилителя и коэффициент усиления по току. Коэффициент усиления каскада по напряжению не изменяется.

Рассматриваемый случай не учитывает наличие внутреннего сопротивления источника входного сигнала. Поэтому необходимо обратить внимание на то, что в схеме, изображенной на рис. 6.23, входное напряжение значительно меньше, чем в схеме, изображенной на рис. 6.13 (при одинаковом значении ЭДС $e_{и.с}$ и одинаковом сопротивлении $R_{и.с}$).

Если входное сопротивление усилителя активно, то

$$u_{вх} = e_{и.с} \cdot \frac{R_{вх}}{R_{вх} + R_{и.с}}. \quad (6.50)$$

На рис. 6.24 изображена схема реостатного усилителя с последовательной БООС по току эмиттера. Ее исходный режим определяется точно так же, как и схемы, изображенной на рис. 6.19. Что же касается основных параметров такого усилителя, то их необходимо рассчитывать по другим формулам.

В системе низкочастотных параметров T -образной эквивалентной схемы транзистора они имеют следующий вид:

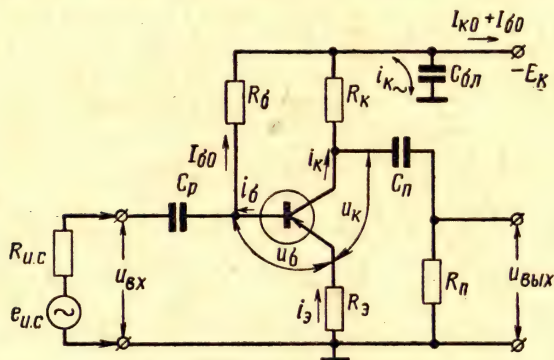


Рис. 6.24. Схема реостатного усилителя с последовательной БООС по току эмиттера

1. Входное сопротивление усилителя

$$R_{вх} = r_б + r_э (1 + \beta) + R_э (1 + \beta) \approx R_э (1 + \beta). \quad (6.51)$$

Оно заметно больше, чем во всех предыдущих схемах, и практически не зависит от сопротивления коллекторной нагрузки транзистора.

2. Коэффициент усиления по току

$$K_i = \beta \cdot \frac{r_k}{r_k + (R_n + R_э) (1 + \beta)}. \quad (6.52)$$

3. Коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = -K_i \cdot \frac{R_n}{R_{вх}}. \quad (6.53)$$

Пример. Определить основные параметры усилителя (рис. 6.24), если он выполнен на транзисторе П14 и имеет $R_n = 10 \text{ ком}$, $R_э = 2 \text{ ком}$.

Решение.

1. Входное сопротивление усилителя

$$R_{вх} = 400 + 15 (1 + 24) + 2 \cdot 10^3 (1 + 24) = 50775 \text{ ом}.$$

2. Коэффициент усиления по току

$$K_i = 24 \cdot \frac{1,25 \cdot 10^6}{1,25 \cdot 10^6 + (10^4 + 2 \cdot 10^3) (1 + 24)} = 19,3.$$

3. Коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = -19,3 \cdot \frac{10^4}{50775} = -3,8.$$

4. Коэффициент усиления по мощности

$$K_p = 19,3 \cdot 3,8 = 73,5.$$

Из полученных результатов видно, что последовательная БООС по току заметно увеличивает входное сопротивление усилителя, незначительно уменьшает коэффициент усиления каскада по току и очень резко уменьшает усиление по напряжению. Однако надо иметь в виду, что на вход усилителя с большим входным сопротивлением попадает большая часть ЭДС источника сигнала.

По этим причинам для транзисторных усилителей коэффициент усиления по напряжению, определяемый как отношение выходного напряжения к входному, часто бывает малопоказательным параметром. Вот почему наряду с ним пользуются понятием коэффициента усиления по ЭДС сигнала. Он имеет следующий вид:

$$K_e = \frac{U_{\text{вых}}}{E_{\text{и.с}}}. \quad (6.54)$$

Если рассматривать только случаи, когда входное сопротивление усилителя активно, то

$$K_e = K_u \cdot \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + R_{\text{и.с}}}. \quad (6.55)$$

Пользуясь этой формулой, определим K_e для всех рассмотренных выше примеров.

1. Для усилителя, изображенного на рис. 6.13, при $R_n = 10$ ком имеем

$$K_e = -280 \cdot \frac{715}{715 + 10^3} = -117.$$

2. Для усилителя, изображенного на рис. 6.23, при $R_n = 10$ ком и $R_0 = 100$ ком имеем

$$K_e = -280 \cdot \frac{245}{245 + 10^3} = -55.$$

3. Для усилителя, изображенного на рис. 6.24, при $R_n = 10$ ком и $R_0 = 2$ ком имеем

$$K_e = -3,8 \cdot \frac{50775}{50775 + 10^3} = -3,72.$$

Из полученных результатов видно, что наибольшее различие между K_u и K_e получается в усилителях с параллельной отрицательной обратной связью и совсем небольшое различие получается в случае применения последовательной отрицательной обратной связи.

В практических схемах усилителей весьма часто применяют комбинированную отрицательную обратную связь. Схема такого усилителя изображена на рис. 6.25. При типовом режиме

работы такого усилителя его основные параметры можно рассчитать по следующим приближенным формулам:

1. Входное сопротивление усилителя

$$R_{вх} \approx \frac{R_3 (R_6 + R_H) (1 + \beta)}{R_6 + (R_3 + R_H) (1 + \beta)} \quad (6.56)$$

2. Коэффициент усиления по току

$$K_i \approx \beta \cdot \frac{R_6}{R_6 + (R_3 + R_H) (1 + \beta)} \quad (6.57)$$

Пример. Определить основные параметры усилителя (рис. 6.25), если он выполнен на транзисторе П14 и имеет: $R_H = 10 \text{ ком}$, $R_3 = 2 \text{ ком}$, $R_6 = 100 \text{ ком}$, $R_{и.с} = 1 \text{ ком}$.

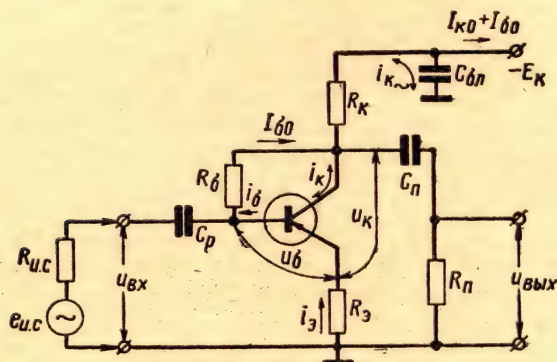


Рис. 6.25. Схема реостатного усилителя с комбинированной БООС

Решение.

1. Входное сопротивление усилителя

$$R_{вх} = \frac{2 \cdot 10^3 (10^5 + 10^4) (1 + 24)}{10^5 + (2 \cdot 10^3 + 10^4) (1 + 24)} = 13,75 \cdot 10^3 \text{ ом.}$$

2. Коэффициент усиления по току

$$K_i = 24 \cdot \frac{10^5}{10^5 + (2 \cdot 10^3 + 10^4) (1 + 24)} = 6.$$

3. Коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = -6 \cdot \frac{10^4}{13750} = -4,4.$$

4. Коэффициент усиления по ЭДС сигнала

$$K_e = -4,4 \cdot \frac{13,75 \cdot 10^3}{13,75 \cdot 10^3 + 10^3} = -4,25.$$

5. Коэффициент усиления по мощности

$$K_p = 6 \cdot 4,4 = 26,4.$$

Из полученных результатов видно, что применение комбинированной безынерционной отрицательной обратной связи приво-

дит к уменьшению усиления усилителя как по току, так и по напряжению. Но при этом все параметры усилителя оказываются стабильными, так как обратная связь по переменному напряжению стабилизирует величину K_u , а обратная связь по переменному току стабилизирует величину K_i .

Положительным фактором любой безынерционной отрицательной обратной связи является то обстоятельство, что она, кроме стабилизации коэффициентов усиления, стабилизирует положение точки исходного режима усилителя.

Эффективность стабилизации положения исходной рабочей точки на динамических характеристиках усилителя принято оценивать при помощи коэффициента неустойчивости режима транзистора (КНРТ). Этот коэффициент обозначается буквой S . Он показывает, во сколько раз изменения тока коллектора превышают изменения его неуправляемой составляющей при условии, что входной ток остается неизменным. Следовательно,

$$S = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_{K_0}} \text{ при } I_{Bx} = \text{const.} \quad (6.58)$$

В усилителе с двумя источниками питания при неизменном входном токе транзистора $\Delta I_K = \Delta I_{K_0}$. Поэтому для таких схем $S=1$. Это минимально возможная величина КНРТ. В простейших усилителях с одним источником питания (без температурной стабилизации) изменения неуправляемого тока коллектора усиливаются, так как этот ток проходит и через эмиттерный переход.

В этих условиях $\Delta I_{K_0} = \Delta I_E - \Delta I_K$ и тогда

$$S = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_{K_0}} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_E - \Delta I_K} = \frac{1}{\frac{\Delta I_E}{\Delta I_K} - 1} = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0} = 1 + \beta_0. \quad (6.59)$$

Это максимально возможная величина КНРТ. Большая величина S в простейших усилителях с одним источником питания объясняется следующими процессами. При повышении температуры транзистора происходит уменьшение сопротивления коллекторного перехода и напряжение на эмиттерном переходе возрастает, что приводит к понижению его потенциального барьера. С понижением потенциального барьера $\Delta \varphi_{э.п}$ увеличивается концентрация неравновесных носителей в базе, а при этом возрастает ток I_{K_0} .

Если возрастание тока I_{K_0} приводит к дополнительному нагреву транзистора, то может произойти лавинообразное увеличение тока I_{K_0} и тогда транзистор выходит из строя. Такая опасность более вероятна в мощных германиевых транзисторах и мало вероятна в маломощных кремниевых транзисторах. Об этой опасности всегда следует помнить и выбирать такой вариант схемы, при котором режим транзистора будет устойчивым в рабочем

интервале температуры. Обычно считается допустимым иметь $S \leq 10$.

Практически часто выбирают тот вариант схемы усилителя, при котором получается $S = 1,5 \div 5$. Следует, однако, помнить, что с уменьшением величины S происходит понижение КПД каскада.

Можно показать, что для схем усилителей, изображенных на рис. 6.21 и 6.22, коэффициент неустойчивости режима транзистора равен

$$S = \frac{R_6(1 + \beta) + R_9(1 + \beta)}{R_6 + R_9(1 + \beta)}, \quad (6.60)$$

где $R_6 = \frac{R_{61}R_{62}}{R_{61} + R_{62}}$.

Из формулы (6.60) видно, что S не зависит от сопротивления коллекторной нагрузки. Для уменьшения S необходимо увеличивать сопротивление R_9 и уменьшать сопротивление R_6 . Тогда величина S приближается к единице. Однако уменьшение сопротивления R_6 приводит к уменьшению входного сопротивления усилителя и к увеличению расхода энергии источника коллекторного питания.

При увеличении сопротивления R_9 происходит уменьшение постоянного напряжения на транзисторе. Следствием этого могут быть значительные нелинейные искажения.

Если в схеме усилителя конденсатор C_9 отсутствует, то при увеличении сопротивления R_9 происходит уменьшение всех коэффициентов усиления.

Для схем усилителей, изображенных на рис. 6.17 и 6.23, коэффициент неустойчивости режима транзистора

$$S = \frac{(R_6 + R_k)(1 + \beta_0)}{R_6 + R_k(1 + \beta_0)}, \quad (6.61)$$

где R_k — сопротивление коллекторной нагрузки по постоянному току.

Из формулы видно, что для уменьшения S необходимо уменьшать величину сопротивления R_6 . Однако при этом будет происходить уменьшение входного сопротивления усилителя и всех его коэффициентов усиления. В заключение заметим, что величина S , характеризующая степень стабильности ТИР, не определяет степени изменения коэффициентов усиления каскада.

ГЛАВА VII

УСИЛИТЕЛИ С ЭМИТТЕРНОЙ И РАЗДЕЛЕННОЙ НАГРУЗКОЙ

§ 7.1. Эмиттерные повторители и их основные свойства

Эмиттерным повторителем называют реостатный усилитель на транзисторе с общим коллектором. Схема эмиттерного повторителя с двумя источниками питания изображена на рис. 7.1. В нее входят: транзистор, сопротивление эмиттерной нагрузки $R_э$, источник питания выходной цепи транзистора с напряжением $E_к$, источник постоянного напряжения смещения на базу $E_б$, переходная цепь $C_п R_п$ и блокировочный конденсатор $C_{бл}$.

Источник напряжения $E_б$ необходим для создания начальной инжекции дырок из эмиттера в базу. При этом условии на вход усилителя можно подавать напряжение любой полярности, которое по-прежнему будем считать синусоидальным. Требуемая величина напряжения $E_б$ в основном зависит от сопротивления $R_э$ и постоянной составляющей эмиттерного тока выбранного транзистора.

Из схемы видно, что для получения прямого напряжения на эмиттерном переходе надо иметь

$$E_б > (I_{э0} R_э + I_{б0} R_{и.с}). \quad (7.1)$$

Но если учесть, что всегда $I_{б0} \ll I_{э0}$, а $R_{и.с}$ обычно меньше $R_э$, то условие (7.1) можно записать так:

$$E_б > I_{э0} R_э. \quad (7.2)$$

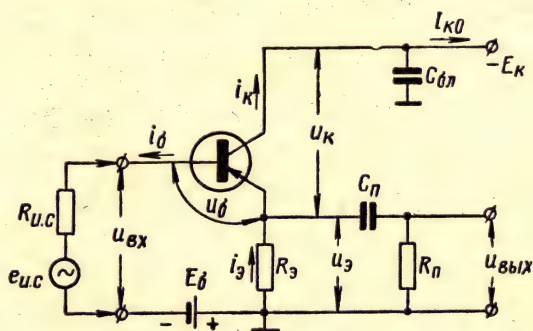


Рис. 7.1. Схема эмиттерного повторителя с двумя источниками питания

Для усиливаемых сигналов в эмиттерном повторителе имеется 100%-ная последовательная отрицательная обратная связь по напряжению, которая является безынерционной и определяет все специфические особенности данного каскада. Отметим их.

В области средних частот усилителя выходное напряжение совпадает по фазе с входным напряжением, а его величина оказывается немного меньше величины входного напряжения. Поэтому усилитель и получил название эмиттерного повторителя.

Следующая особенность усилителя заключается в относительно большой величине входного сопротивления. При его определении будем учитывать, что нагрузка транзистора для переменного тока эмиттера состоит из параллельно соединенных сопротивлений R_9 и R_n . Следовательно,

$$R_n = \frac{R_9 R_n}{R_9 + R_n} \quad (7.3)$$

Согласно определению

$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}},$$

где $U_{вх}$ и $I_{вх}$ — действующие значения синусоидального напряжения и тока.

Из схемы видно, что в эмиттерном повторителе

$$U_{вх} = U_6 + I_9 R_n \approx I_9 R_n \approx (1 + \beta) I_6 R_n$$

и

$$I_{вх} = I_6 = I_9 (1 - \alpha) = \frac{I_9}{1 + \beta},$$

где I_6 и I_9 — действующие значения переменных синусоидальных составляющих пульсирующих токов базы и эмиттера.

Поэтому входное сопротивление эмиттерного повторителя (т.е. каскада с общим коллектором)

$$R_{вх} \approx \frac{R_n}{1 - \alpha} \approx (1 + \beta) R_n \quad (7.4)$$

Следовательно, для увеличения $R_{вх}$ необходимо выбирать транзистор с большим коэффициентом усиления по току и увеличивать сопротивление его нагрузки. Однако следует помнить, что формула (7.4) является приближенной. Она достаточно точна только при сопротивлениях R_n порядка единиц или десятков килоом.

Если же это сопротивление очень мало (сотни ом) или очень велико (сотни килоом), то для расчета $R_{вх}$ надо воспользоваться одной из точных формул. Так, например, из формулы (6.10), вер-

ной для любого усилителя, получаем следующее точное уравнение:

$$R_{\text{вх}} = \frac{h_{11\kappa} + h_{\kappa} R_{\text{н}}}{1 + h_{22\kappa} R_{\text{н}}}, \quad (7.5)$$

где $h_{\kappa} = h_{11\kappa} h_{22\kappa} - h_{12\kappa} h_{21\kappa}$.

Для определения h -параметров транзистора, которыми он обладает в каскаде с общим коллектором, можно воспользоваться табл. 4.2.

Поскольку на базе транзистора в эмиттерном повторителе напряжение равно разности входного и выходного напряжений, на вход такого усилителя можно подавать напряжение с амплитудой, близкой к напряжению E_{κ} . Это обстоятельство также является специфической особенностью усилителя с общим коллектором.

Важное свойство эмиттерного повторителя заключается в его малом выходном сопротивлении, которое бывает порядка десятков ом. Поэтому к выходным зажимам эмиттерного повторителя можно подключать низкоомную нагрузку.

Если сопротивление $R_{\text{э}}$ имеет величину порядка нескольких килоом или больше, то выходное сопротивление эмиттерного повторителя можно рассчитывать по приближенной формуле

$$R_{\text{вых}} \approx r_{\text{э}} + \frac{r_{\text{б}} + R_{\text{н.с}}}{1 + \beta}. \quad (7.6)$$

При небольшом сопротивлении $R_{\text{э}}$ следует воспользоваться более точной формулой

$$R_{\text{вых}} = \frac{\left(r_{\text{э}} + \frac{r_{\text{б}} + R_{\text{н.с}}}{1 + \beta} \right) R_{\text{э}}}{r_{\text{э}} + \frac{r_{\text{б}} + R_{\text{н.с}}}{1 + \beta} + R_{\text{э}}}. \quad (7.6, \text{a})$$

Схема эмиттерного повторителя с двумя источниками питания не удобна для использования в многокаскадных усилителях. Поэтому на практике чаще применяют различные варианты схем с одним источником питания. Пример очень распространенной схемы приведен на рис. 7.2. В нее входят: транзистор, сопротивление эмиттерной нагрузки транзистора $R_{\text{э}}$, источник питания с постоянным напряжением E_{κ} , делитель напряжения $R_{\text{б1}}, R_{\text{б2}}$, переходная цепь $C_{\text{п}} R_{\text{п}}$, разделительный $C_{\text{р}}$ и блокировочный $C_{\text{бл}}$ конденсаторы.

Расчеты показывают, что для хорошей стабильности исходного режима эмиттерного повторителя, выполненного по этой схеме, необходимо иметь

$$\frac{R_{\text{б1}} R_{\text{б2}}}{R_{\text{б1}} + R_{\text{б2}}} \approx R_{\text{э}}. \quad (7.7)$$

Из практики известно, что в большинстве случаев сопротивление R_3 бывает порядка единиц килоом. Следовательно, и делитель R_{61} , R_{62} должен быть низкоомным. Тогда входное сопротивление

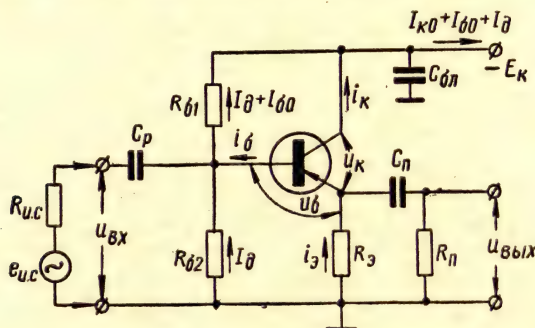


Рис. 7.2. Схема эмиттерного повторителя с делителем напряжения в цепи базы

усилителя получается небольшим. С достаточной точностью его можно определять по формуле

$$R_{вх} \approx \frac{R_{61}R_{62}}{R_{61} + R_{62}}. \quad (7.8)$$

Чтобы повысить входное сопротивление эмиттерного повторителя, часто отказываются от делителя напряжения в цепи базы, применяя схему, изображенную на рис. 7.3. В этой схеме вместо делителя напряжения применено одно гасящее сопротивление R_6 .

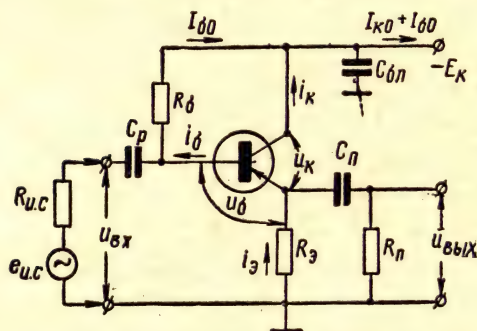


Рис. 7.3. Схема эмиттерного повторителя с гасящим сопротивлением в цепи базы

Поскольку ток базы I_{60} очень мал, необходимая величина сопротивления R_6 достаточно велика. С учетом его влияния входное сопротивление усилителя определяют по формуле

$$R_{вх} \approx \frac{(1 + \beta) R_n R_6}{(1 + \beta) R_n + R_6}. \quad (7.9)$$

При расчете выходного сопротивления эмиттерных повторителей с одним источником питания по формуле (7.6) необходимо помнить, что параллельно с сопротивлением $R_{н.с}$ включены два сопротивления делителя R_{61} и R_{62} (рис. 7.2) или одно гасящее сопротивление R_6 (рис. 7.3). Обычно сопротивление $R_{н.с}$ бывает сравнительно небольшим и формула (7.6) оказывается достаточно точной для всех приведенных схем.

§ 7.2. Физические процессы в эмиттерном повторителе и определение его параметров

При графо-аналитическом исследовании усилительных свойств эмиттерного повторителя желательно располагать семейством эмиттерно-коллекторных статических характеристик транзистора следующего вида:

$$i_э = f(u_к) \text{ при } i_б = \text{const.} \quad (7.10)$$

Но в справочниках по транзисторам обычно приводятся только семейства их коллекторных статических характеристик по току

$$i_к = f(u_к) \text{ при } i_б = \text{const.} \quad (7.11)$$

Учитывая, что ток эмиттера $i_э = i_к + i_б$, можно по семейству КСХТ легко построить требуемое семейство характеристик. Однако в этом нет существенной необходимости, так как в типовых режимах эмиттерных повторителей $i_б \ll i_к$. По этой причине для графического анализа таких усилителей вполне допустимо использовать семейство коллекторных характеристик.

Но тогда построение выходной динамической характеристики эмиттерного повторителя производится точно так же, как и для усилителя с общим эмиттером. Поэтому она называется коллекторной динамической характеристикой. При построении КДХ будем считать, что $R_п \gg R_э$. Переносом точек КДХ в систему входных координат можно построить базовую динамическую характеристику.

Порядок дальнейшей работы по определению исходного режима усилителя зависит от схемы эмиттерного повторителя. Проделаем ее для варианта, изображенного на рис. 7.1. Из схемы усилителя видно, что через сопротивление $R_{и.с}$ протекает ток базы, а через сопротивление $R_э$ протекает ток эмиттера. Поэтому для входной цепи усилителя в исходном режиме (когда $e_{и.с} = 0$) можно написать следующее уравнение:

$$u_б = E_б - i_б R_{и.с} - i_э R_э, \quad (7.12)$$

но так как $i_э = (1 + \beta_0) i_б$, то

$$u_б = E_б - i_б [R_{и.с} + (1 + \beta_0) R_э]. \quad (7.13)$$

Получилось уравнение линии исходного режима в системе базовых координат. Для ее построения выбираем точки:

1. Если $i_б = 0$, то $u_б = E_б$; это точка нулевого тока базы.
2. Если $u_б = 0$, то $i_б = \frac{E_б}{R_{и.с} + (1 + \beta_0) R_э}$; это точка нулевого напряжения базы.

Линия исходного режима показана на рис. 7.4. Она пересекает БДХ в точке исходного режима. Посмотрев в направлении стрелок на оси координат, узнаем исходные величины тока $I_{б0}$ и напряжения $U_{б0}$.

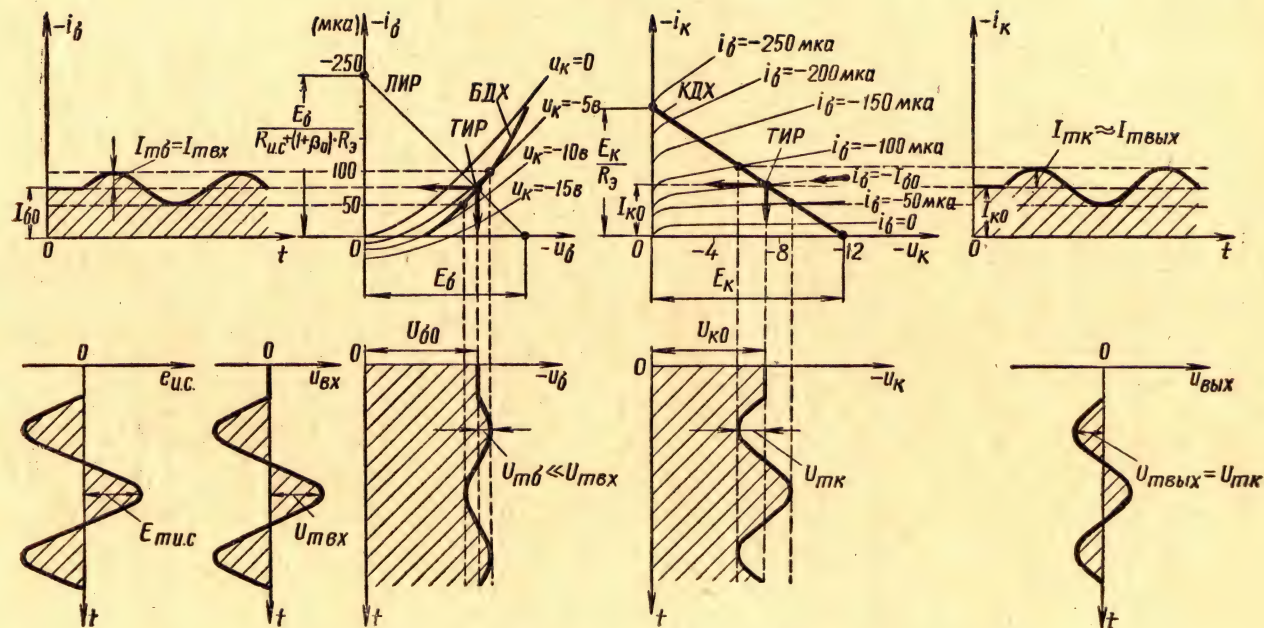


Рис. 7.4. Графическое изображение процессов в эмиттерном повторителе

По найденному току I_{60} определяется точка исходного режима на КДХ. Посмотрев в направлении стрелок на оси координат, узнаем величины тока I_{K0} и напряжения U_{K0} . В случае необходимости можно рассчитать мощности, расходуемые источниками питания усилителя.

На рис. 7.4 изображены графики мгновенных значений всех токов и напряжений, действующих в усилителе. Из графиков видно, что напряжение на входе эмиттерного повторителя мало отличается от ЭДС источника сигнала. Объясняется это тем, что обычно $R_{BX} \gg R_{и.с.}$. Очевидно, что точную величину амплитуды входного напряжения можно найти по формуле

$$U_{m\ BX} = E_{и.с.} \cdot \frac{R_{BX}}{R_{BX} + R_{и.с.}} \quad (7.14)$$

Напряжение на базе имеет амплитуду $U_{mб} \ll U_{m\ BX}$, так как $U_{mб} = U_{m\ BX} - U_{m\ Вых}$, а $U_{m\ Вых}$ очень мало отличается от $U_{m\ BX}$. Определить $U_{mб}$ можно по формуле

$$U_{mб} = \frac{U_{m\ BX}}{1 + K_{иэ}}, \quad (7.15)$$

где $K_{иэ}$ — коэффициент усиления каскада с общим эмиттером, выполненным на том же транзисторе с коллекторной нагрузкой $R_K = R_0$.

Остальные графические построения не требуют пояснений, так как производятся обычным образом.

Располагая графиками физических процессов, происходящих в усилителе, можно определить его коэффициенты усиления и входное сопротивление по следующим формулам:

$$K_u = \frac{U_{m\ Вых}}{U_{m\ BX}} = \frac{U_{mэ}}{U_{m\ BX}} = \frac{U_{mк}}{U_{mк} + U_{mб}}; \quad (7.16)$$

$$K_i = \frac{I_{m\ Вых}}{I_{m\ BX}} = \frac{I_{mк} + I_{mб}}{I_{mб}}; \quad (7.17)$$

$$K_p = K_u K_i; \quad (7.18)$$

$$R_{BX} = \frac{U_{m\ BX}}{I_{m\ BX}} = \frac{U_{m\ BX}}{I_{mб}}. \quad (7.19)$$

Если при графических построениях обнаруживаются заметные нелинейные искажения, то в формулах вместо амплитудных значений следует брать размах.

Заметим, что в эмиттерном повторителе коэффициент K_i немного больше, чем в усилителе с общим эмиттером. В то же время коэффициент K_u оказывается меньше единицы. Поэтому мощность сигналов усиливается значительно меньше, чем в усилителе с общим эмиттером или в усилителе с общей базой.

При определении исходного режима эмиттерного повторителя, изображенного на рис. 7.2, следует предварительно упростить его

схему, приведя ее к варианту, показанному на рис. 7.5. В этом варианте схемы

$$R_6 = \frac{R_{61}R_{62}}{R_{61} + R_{62}}; \quad (7.20)$$

$$E_6 = E_k \cdot \frac{R_{62}}{R_{61} + R_{62}}. \quad (7.21)$$

Тогда уравнение линии исходного режима записывается в следующем виде:

$$u_6 = E_6 - i_6 [R_6 + (1 + \beta_0) R_3]. \quad (7.22)$$

Она строится по двум точкам точно так же, как производилось построение ЛИР на рис. 7.4. Остальные графические построения в пояснениях не нуждаются.

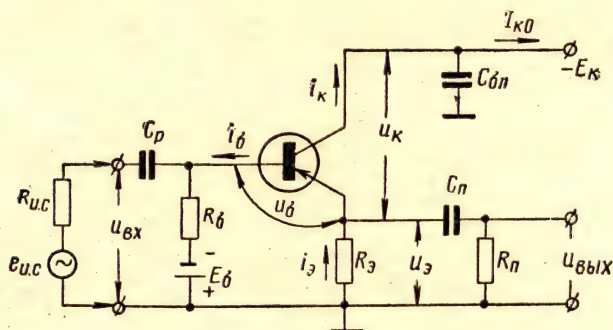


Рис. 7.5. Вариант схемы эмиттерного повторителя с двумя источниками питания

При определении точки исходного режима усилителя, изображенного на рис. 7.3, проводить ЛИР не требуется, так как ток базы просто рассчитать аналитически. В этой схеме

$$I_{60} = \frac{E_k - I_{30}R_3}{R_6} = \frac{E_k - (1 + \beta_0) I_{60}R_3}{R_6},$$

откуда

$$I_{60} = \frac{E_k}{R_6 + (1 + \beta_0)R_3}. \quad (7.23)$$

Если известен постоянный ток базы, то по КДХ легко определить ток $I_{к0}$ и напряжение $U_{к0}$. По базовой динамической характеристике определяется напряжение U_{60} .

Таким образом, графики физических процессов, изображенные на рис. 7.4, соответствуют всем трем приведенным схемам эмиттерных повторителей.

При аналитическом определении коэффициентов усиления

эмиттерного повторителя можно воспользоваться уравнениями (6.11), (6.12) и (6.13) и пересчетными формулами из табл. 4.2, приведенными для транзистора с общим коллектором.

§ 7.3. Парафазные усилители

Парафазные усилители (ПУ) применяются для получения двух симметричных напряжений при условии, что на их вход подается одно напряжение. Симметричные напряжения обычно используются для возбуждения двухтактных усилителей.

Простейшие по форме напряжения (т. е. синусоидальные) являются симметричными, если они имеют одинаковую величину и противоположную фазу. Поэтому ПУ часто называют фазоинверсными или инверсными усилителями.

Полупроводниковые ПУ бывают одностранзисторные и двухтранзисторные.

Одностранзисторный парафазный усилитель

Одностранзисторный парафазный усилитель (ОПУ) представляет собой реостатный каскад с разделенной нагрузкой. Простей-

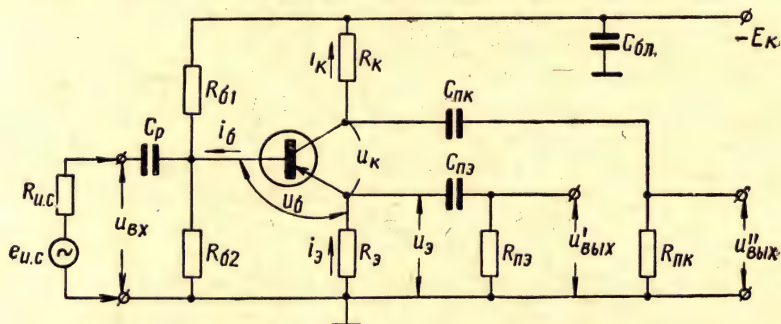


Рис. 7.6. Схема одностранзисторного парафазного усилителя

ший вариант его схемы изображен на рис. 7.6. В этом усилителе одно сопротивление нагрузки находится в цепи коллектора R_K , а другое — в цепи эмиттера R_3 . Поскольку ток коллектора почти не отличается от тока эмиттера, оба сопротивления нагрузки будут одинаковыми.

По эмиттерному выходу ОПУ является эмиттерным повторителем, т. е. каскадом с последовательной ООС по напряжению. По коллекторному выходу ОПУ представляет собой усилитель с последовательной ООС по току. Отрицательная обратная связь по обоим выходам каскада безынерционная.

Очевидно, что напряжение $u'_{вых}$ имеет амплитуду $U'_{m\text{ вых}} < U_{m\text{ вх}}$. Так как $R_K = R_3$, то напряжение $u''_{вых}$ имеет амплитуду $U''_{m\text{ вых}} <$

$< U_{m \text{ вх}}$. Следовательно, ОПУ не усиливает входного напряжения. Он повторяет его по эмиттерному выходу, а по коллекторному выходу, повторяя величину напряжения, изменяет еще и фазу на 180° .

Исходный режим ОПУ с построением КДХ и БДХ определяется точно так же, как для усилителя, изображенного на рис. 6.21.

Учитывая распределение нагрузки между цепью коллектора и цепью эмиттера, можно изобразить графики физических процессов, происходящих в ОПУ, по аналогии с рис. 7.4. Необходимо только иметь в виду, что $U'_{m \text{ вх}} = U''_{m \text{ вх}} = \frac{U_{m \text{ вх}}}{2}$.

Двухтранзисторный парафазный усилитель

Двухтранзисторный парафазный усилитель (ДПУ) может выполняться в различных вариантах. На рис. 7.7 показана схема

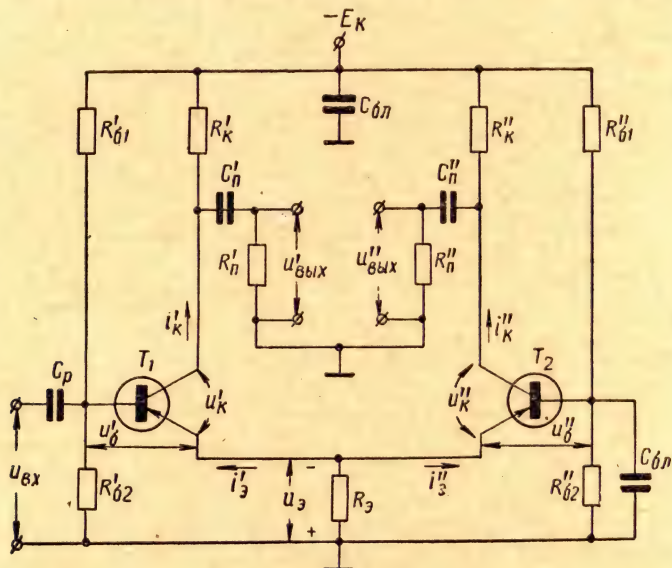


Рис. 7.7. Схема двухтранзисторного парафазного усилителя с эмиттерной связью между транзисторами

ДПУ с эмиттерной связью между транзисторами. Она осуществляется при помощи сопротивления R_3 . Связь между транзисторами взаимная. Поэтому при увеличении эмиттерного тока одного транзистора происходит одновременно уменьшение эмиттерного тока другого транзистора, и наоборот. Входной сигнал подается на базу левого транзистора, поэтому транзистор T_1 называется ведущим, а T_2 — ведомым.

Если изменить входное напряжение, то выходные токи обоих транзисторов изменятся в противоположные стороны. Однако при любых величинах R'_k , R''_k и R_3 получается $\Delta u_3 < \frac{\Delta u_{вх}}{2}$. Поэтому всегда $\Delta i''_3 < \Delta i_3$. Следовательно, для точного равенства амплитуд выходных напряжений необходимо иметь $R''_k > R'_k$. Но различие в величинах переменных коллекторных токов столь мало, что допустимо выбирать $R''_k = R'_k$.

В ДПУ сопротивление R_3 обычно меньше коллекторных сопротивлений. Поэтому на выходе каждого транзистора напряжение значительно больше входного. Следовательно, в данном усилителе происходит усиление сигнала по напряжению, току и мощности.

ГЛАВА VIII

МНОГОКАСКАДНЫЕ РЕОСТАТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

§ 8.1. Принципиальная и эквивалентная схемы многокаскадного реостатного усилителя

Если однокаскадный усилитель не обеспечивает требуемого усиления полезных сигналов, осуществляют многократное усиление их в нескольких каскадах. Схемы усилительных каскадов могут быть одинаковые или различные.

Коэффициент усиления многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов усиления отдельных его каскадов

$$K_{\text{общ}} = K_1 K_2 K_3 \dots K_n \quad (8.1)$$

где K_1, K_2, K_3 и т. д. могут быть коэффициентами усиления по напряжению, току или мощности.

Если коэффициенты усиления определяются в децибелах, то

$$K_{\text{общ}} (\text{дб}) = K_1 (\text{дб}) + K_2 (\text{дб}) + K_3 (\text{дб}) + \dots + K_n (\text{дб}) \quad (8.2)$$

Число каскадов усилителя не может быть сколь угодно большим. Оно ограничивается внутренними шумами усилителя. Шумы представляют собой небольшие хаотические напряжения и токи, возникающие в транзисторах и во всех цепях усилителя в силу различных причин. Шумы усиливаются вместе с полезными сигналами.

Наибольшему усилению подвергаются шумы первого каскада. Поэтому усилитель стараются сконструировать так, чтобы в первых каскадах полезный сигнал был значительно больше шумов. В дальнейшем будем считать, что это условие выполняется.

Затруднением при конструировании многокаскадного усилителя является и то, что малое входное сопротивление последующего каскада заметно уменьшает усиление предыдущего каскада по напряжению и мощности. Отсюда сложность в осуществлении оптимальных междукаскадных соединений.

Наибольшим входным сопротивлением обладает эмиттерный повторитель, но он не усиливает напряжения. Поэтому в многокаскадном усилителе каскад с общим коллектором может выполнять

только вспомогательную роль. Однако в ряде случаев эта роль бывает весьма существенна.

В многокаскадных реостатных усилителях каскад с общей базой применять нецелесообразно, так как он обладает наименьшим входным сопротивлением, не усиливает ток и имеет значительное выходное сопротивление.

По входному и выходному сопротивлениям каскад с общим эмиттером занимает промежуточное положение. Его крупным достоинством является большой коэффициент усиления по мощности. Он может быть порядка 25—35 дб.

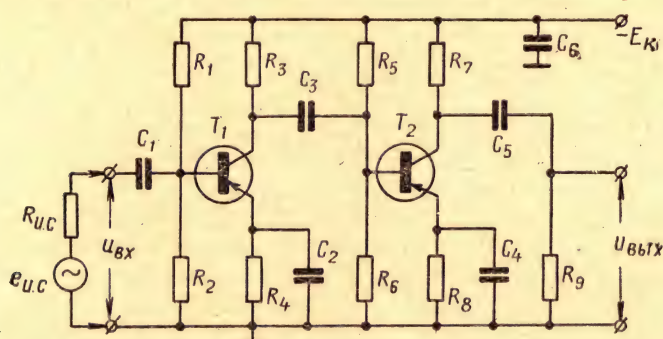


Рис. 8.1. Схема реостатного усилителя с емкостной связью между каскадами

Таким образом, оказывается, что для многокаскадных усилителей на транзисторах наиболее пригодны каскады с общим эмиттером.

Схемы многокаскадных реостатных усилителей различают по виду связей между отдельными каскадами. Наиболее часто используются реостатные усилители с емкостной связью. Значительно реже приходится применять усилители с непосредственной междукаскадной связью. В особую группу можно выделить усилители с последовательным питанием транзисторов по постоянному току.

На рис. 8.1 приведен пример двухкаскадного реостатного усилителя с емкостной связью. Она осуществляется при помощи переходных конденсаторов. Из-за их наличия нагрузка транзистора оказывается различной по постоянному и переменному току коллектора. Так, например, нагрузка транзистора T_1 по постоянному току равна сумме сопротивлений R_3 и R_4 . По переменному току она состоит из параллельно соединенных сопротивления R_3 и входного сопротивления второго каскада с учетом сопротивлений R_5 и R_6 .

Обозначим сопротивление нагрузки транзистора для постоянного тока $R_{п0}$. Для переменного тока средней частоты сигнала сохраним прежнее обозначение нагрузочного сопротивления, т. е. R_n .

Применительно к схеме, изображенной на рис. 8.1, сопротивлением переходной цепи первого каскада $R_{п1}$ будем считать параллельное соединение сопротивлений R_5 и R_6 . Следовательно,

$$R_{п1} = \frac{R_5 R_6}{R_5 + R_6}. \quad (8.3)$$

Тогда входное сопротивление второго каскада $R_{вх2}$ надо определять уже без учета сопротивлений в цепи базы. Его можно рассчитать по формулам (6.10), (6.19) или (6.23).

В соответствии со сказанным сопротивление нагрузки первого транзистора по переменному току коллектора в области средних частот усилителя определяется так:

$$R_{п1} = \frac{R_{к1} R_{п1} R_{вх2}}{R_{к1} R_{п1} + R_{к1} R_{вх2} + R_{п1} R_{вх2}}. \quad (8.4)$$

Для рассматриваемой схемы $R_{к1} = R_3$. Сопротивление R_4 необходимо учитывать только в области нижних частот усилителя. Аналогичные рассуждения можно привести и для второго каскада.

Для более наглядного представления характера нагрузки транзисторов схему многокаскадного усилителя часто изображают в виде эквивалентной схемы только для переменных составляющих усиливаемых сигналов.

На эквивалентной схеме показывают только те элементы, через которые проходят переменные токи. Но реактивные элементы (в частности, емкости) на разных частотах имеют различное сопротивление. Поэтому всегда возможны три варианта эквивалентной схемы одного и того же усилителя. Они приведены на рис. 8.2 и полностью соответствуют схеме, изображенной на рис. 8.1. Изменены только обозначения сопротивлений и конденсаторов, которые показаны в общем виде.

Если эквивалентную схему надо рассматривать в области нижних частот усилителя, ее изображают, как показано на рис. 8.2, а. Учитывая формулу (8.3), легко рассчитать сопротивления $R_{п1}$ и $R_{п2}$.

Если эквивалентную схему требуется проанализировать в области средних частот усилителя, ее изображают, как показано на рис. 8.2, б. Она заметно проще предыдущей схемы. Упрощение возможно потому, что переходные конденсаторы связи и эмиттерные конденсаторы в области средних частот усилителя имеют относительно небольшие сопротивления. Простота данного варианта схемы заключается еще в том, что на ней хорошо видна нагрузка каждого транзистора для переменного коллекторного тока средней частоты. Она состоит из трех активных сопротивлений, соединенных параллельно. Определив нагрузку для первого транзистора по формуле (8.4), можно легко рассчитать его коэффициенты усиления и входное сопротивление по уравнениям, приведенным в гл. VI. Аналогичный расчет можно проделать и для второго каскада.

Если эквивалентную схему усилителя необходимо рассмотреть в области верхних частот, ее можно изобразить, как показано на

рис. 8.2, в. Особенность данной схемы состоит в комплексном характере входных сопротивлений, однако при количественном анализе необходимо учитывать также инерционные свойства транзисторов.

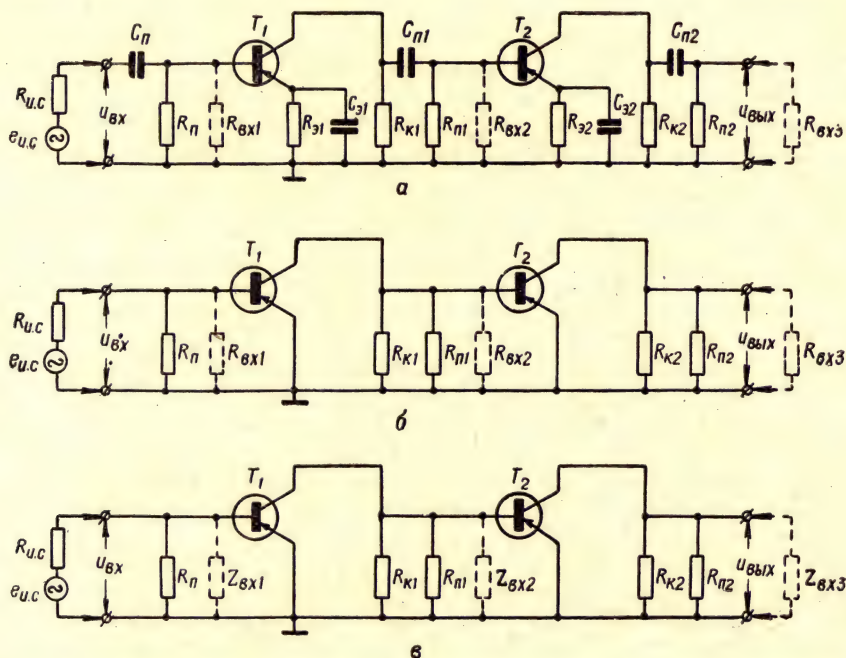


Рис. 8.2. Эквивалентные схемы реостатного усилителя, изображенного на рис. 8.1:

а — для области нижних частот; б — для области средних частот; в — для области верхних частот

Рассмотрим пример расчета одного из каскадов многокаскадного усилителя в области средних частот. Пусть, например, первый каскад усилителя (рис. 8.2, б) выполнен на транзисторе П14. Допустим также, что $R_{к1}=10 \text{ ком}$, $R_{п1}=9 \text{ ком}$ и $R_{вх2}=900 \text{ ом}$. Тогда сопротивление нагрузки первого транзистора $R_{н1}=760 \text{ ом}$.

В соответствии с этими данными получаем для первого каскада усилителя:

1. Входное сопротивление

$$R_{вх1} = \frac{h_{11э} + h_3 R_{н1}}{1 + h_{22э} R_{н1}} = \frac{775 + 83 \cdot 10^{-4} \cdot 760}{1 + 20 \cdot 10^{-6} \cdot 760} = 780 \text{ ом}.$$

2. Коэффициент усиления по току

$$K_{i1} = \frac{h_{21э}}{1 + h_{22э} R_{н1}} = \frac{24}{1 + 20 \cdot 10^{-6} \cdot 760} = 23,6.$$

3. Коэффициент усиления по напряжению

$$K_{u1} = -K_{i1} \cdot \frac{R_{н1}}{R_{вх1}} = -23,6 \cdot \frac{760}{780} = -23.$$

4. Коэффициент усиления по мощности

$$K_{p1} = |K_{i1}| \cdot |K_{u1}| = 23,6 \cdot 23 = 543.$$

Сравнивая результаты расчета с результатами, полученными в § 6.3, видим существенное различие в коэффициентах K_u и K_p . На это обстоятельство необходимо обратить особое внимание.

Основное достоинство емкостной междукаскадной связи заключается в том, что исходные режимы транзисторов по постоянному току взаимно независимы. Их расчет очень прост. Он рассмотрен в гл. VI. Однако в таком усилителе переходные конденсаторы связи должны иметь весьма большую величину (порядка единиц или десятков микрофард). Объясняется это малой величиной входных сопротивлений транзисторных каскадов.

§ 8.2. Физические процессы в многокаскадном реостатном усилителе

Рассмотрим физические процессы, происходящие в первом каскаде усилителя (рис. 8.1), с учетом влияния на них второго каскада. Процессы обычно рассматриваются в области средних частот усилителя. Поэтому входное сопротивление второго каскада активно. Усиливаемый сигнал считаем синусоидальным.

Ввиду заметного различия в величине сопротивления нагрузки для постоянного и переменного тока строят две коллекторные динамические характеристики. Одна из них строится прежним способом (см. § 6.6), но называется теперь линией постоянного тока (ЛПТ*). На рис. 8.3 она проведена в соответствии с уравнением (6.43) и образует с осью коллекторных напряжений угол ϕ_0 .

Для нахождения места точки исходного режима на ЛПТ необходимо знать постоянный ток базы $I_{б0}$. Его рассчитываем по формуле (6.45), в которой R_b и E_b определяются по уравнениям (6.36) и (6.37).

Определив место ТИР, мы узнаем ток $I_{к0}$ и напряжение $U_{к0}$. Затем необходимо провести КДХ для переменного тока полезного сигнала. Для этого надо вывести ее уравнение.

При наличии входного синусоидального сигнала коллекторный ток и напряжение пульсируют в противофазе. Математически это можно записать так:

$$i_k = I_{к0} + I_{mk} \cdot \sin \omega t; \quad (8.5)$$

$$u_k = U_{к0} - U_{mk} \cdot \sin \omega t. \quad (8.6)$$

Из уравнения (8.5) имеем

$$I_{mk} = \frac{i_k - I_{к0}}{\sin \omega t}.$$

* Эту прямую можно назвать также линией постоянного напряжения (ЛПН), так как с ее помощью определяют и величину постоянного напряжения на коллекторе.

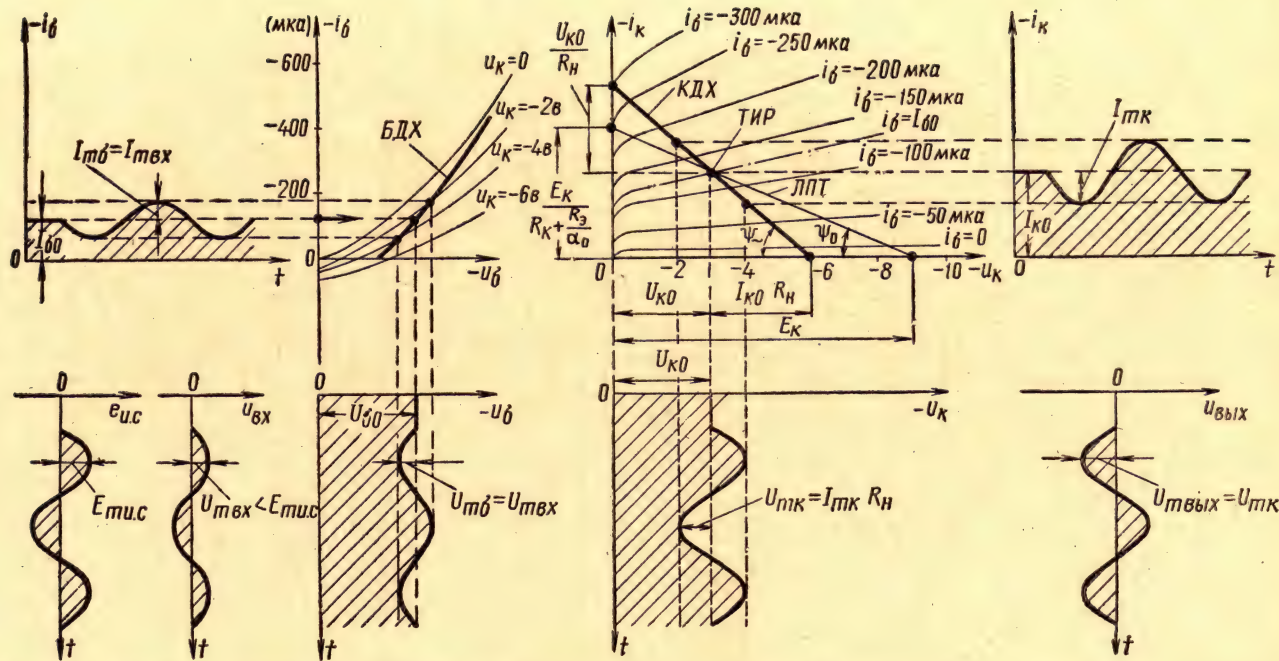


Рис. 8.3. Процесс усиления синусоидального сигнала в одном каскаде многокаскадного реостатного усилителя (рис. 8.1)

Из схемы видно, что $U_{mk} = I_{mk} R_n$, поэтому

$$u_k = U_{k0} - (i_k - I_{k0}) R_n \quad (8.7)$$

Это и есть уравнение КДХ для переменного тока коллектора. Из него видно, что, если $i_k = I_{k0}$, при этом $u_k = U_{k0}$. Следовательно, КДХ проходит через точку исходного режима транзистора.

Из уравнения (8.7) можно найти еще две точки, через которые проходит КДХ:

$$\left. \begin{array}{l} 1. \quad u_k = U_{k0} + I_{k0} R_n \quad \text{при } i_k = 0; \\ 2. \quad i_k = I_{k0} + \frac{U_{k0}}{R_n} \quad \text{при } u_k = 0. \end{array} \right\} \quad (8.8)$$

Эти точки показаны на рис. 8.3.

КДХ образует с осью коллекторных напряжений угол $\psi_~$, тангенс которого (с учетом размерностей) равен сопротивлению R_n .

Поэтому

$$\psi_~ = \text{arccctg } R_n \quad (8.9)$$

Поскольку $R_n < \left(R_k + \frac{R_s}{\alpha_0} \right)$, то $\psi_~ > \psi_0$,

где

$$\psi_0 = \text{arccctg} \left(R_k + \frac{R_s}{\alpha_0} \right). \quad (8.10)$$

Процесс усиления синусоидального сигнала обычно иллюстрируется графиками мгновенных значений токов и напряжений, действующих в усилителе. Они показаны на рис. 8.3. Только при переносе соответствующих точек мгновенных значений временных графиков были использованы: КДХ переменного тока и построенная по ней БДХ переменного тока.

Располагая графиками мгновенных значений усиливаемого сигнала во входной и выходной цепях усилителя, можно определить коэффициенты усиления и входное сопротивление. Для этого надо воспользоваться формулами (6.3) — (6.6).

Используя динамические характеристики переменного тока можно также определить величину входной и выходной колебательной мощности, рассчитать нелинейные искажения.

Аналогичные построения можно сделать для любого каскада, в котором нагрузка транзистора по переменному току отличается от нагрузки по постоянному току. Если нагрузка одинакова для обоих токов, то $\psi_~ = \psi_0$ и КДХ сливается с ЛПТ. Именно такие случаи и рассматривались в предыдущих главах.

§ 8.3. Примеры схем многокаскадных реостатных усилителей

На практике встречаются различные варианты схем многокаскадных реостатных усилителей. Мы рассмотрим только некоторые из них.

Усилители с развязывающими фильтрами

Специфической особенностью многокаскадных усилителей является их склонность к самовозбуждению. Вероятность самовозбуждения возрастает с увеличением числа каскадов и повышением усиления каждого из них.

Причиной самовозбуждения чаще всего бывают паразитные положительные обратные связи между каскадами. В реостатных усилителях они могут возникать в общем источнике коллекторного питания. Переменные составляющие коллекторных токов, проходя через источник напряжения E_k , создают на его внутреннем сопротивлении переменные напряжения с различными фазовыми сдвигами.

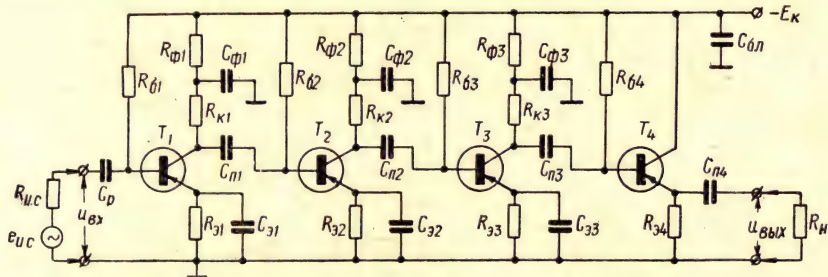


Рис. 8.4. Схема реостатного усилителя с развязывающими фильтрами

При значительной величине внутреннего сопротивления источника питания может произойти самовозбуждение усилителя.

Чтобы избежать этого, источник питания блокируют конденсатором, а в коллекторные цепи транзисторов вводят развязывающие фильтры.

На рис. 8.4. показана схема усилителя с развязывающими фильтрами $R_\phi C_\phi$ в каждом каскаде, за исключением последнего. Емкость конденсатора фильтра C_ϕ выбирается как можно больше. Сопротивление фильтра R_ϕ должно иметь величину, значительно большую, чем сопротивление конденсатора C_ϕ , для всех основных частот усиливаемых колебаний. Поэтому при увеличении емкости C_ϕ можно уменьшать сопротивление R_ϕ , что энергетически выгодно, так как можно понизить напряжение E_k .

При наличии фильтров $R_\phi C_\phi$ переменные коллекторные токи замыкаются внутри каждого каскада и не проходят в источник питания. Самовозбуждение усилителя при этом практически исключено. Фильтр $R_\phi C_\phi$ часто называют развязывающей цепью или цепью развязки.

Усилители с непосредственной связью

Основной недостаток емкостной связи — это отсутствие согласования между соседними каскадами. Поэтому в таких усилителях не удастся получить оптимальных условий для усиления мощности полезных сигналов.

Если согласование каскадов совершенно необходимо, применяют усилители, в которых каскады с общим эмиттером чередуются с эмиттерными повторителями. В этих случаях можно исключить из схемы конденсаторы связи, что значительно улучшает частотную характеристику усилителя. Его нижняя граничная частота становится равной нулю. Полезно и то, что из схемы устраняются сопротивления смещения в цепи базы каждого транзистора (кроме первого).

Схема такого усилителя изображена на рис. 8.5. Из нее видно, что выходной электрод любого транзистора имеет непосредствен-

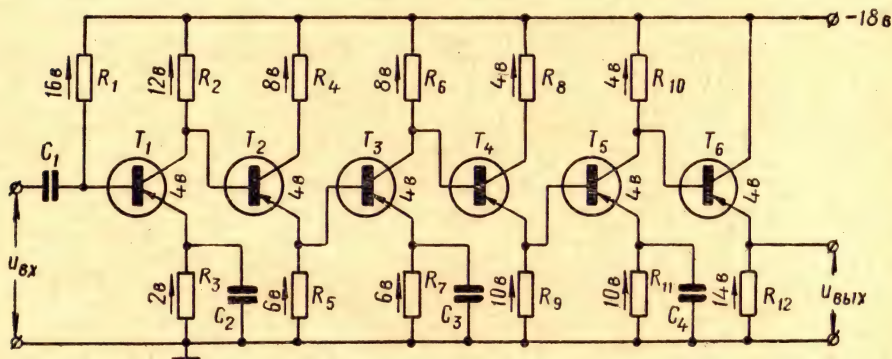


Рис. 8.5. Схема реостатного усилителя с непосредственной связью между каскадами

ное соединение с входным электродом следующего транзистора. Отсюда и происходит название усилителя.

Имеющиеся в схеме коллекторные и эмиттерные сопротивления выбираются так, чтобы на эмиттерных переходах всех транзисторов получилось прямое напряжение требуемой величины. Поскольку оно очень мало (десятые доли вольта), при ориентировочных расчетах сопротивлений можно считать его равным нулю. Допустимо также полагать, что ток коллектора равен току эмиттера.

Из этих предпосылок на рис. 8.5 проставлены ориентировочные величины возможных напряжений на сопротивлениях и транзисторах. На схеме видно, что в коллекторной цепи двух эмиттерных повторителей (второго и четвертого) включены сопротивления. Поэтому они являются каскадами с разделенной нагрузкой. Коллекторные сопротивления необходимы для получения требуемых напряжений на базе данных транзисторов. На каждом транзисторе напряжение одинаковое и равно 4 в.

Комбинация каскадов, показанная на рис. 8.5, не является единственно возможной. Усилитель с непосредственной связью можно выполнить и с одноступенными каскадами.

Схема такого усилителя на транзисторах с общим эмиттером

показана на рис. 8.6. В этом случае согласования между каскадами нет, но, так как каждый каскад значительно усиливает мощность сигнала, результирующий коэффициент усиления получается не меньше, чем в предыдущей схеме (при одинаковом числе транзисторов).

Анализируя указанные на схеме величины напряжений и сопротивлений, видно, что при заданном напряжении E_K число каскадов

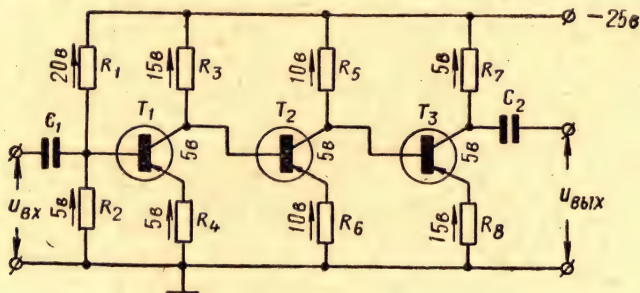


Рис. 8.6. Схема реостатного усилителя с непосредственной связью между однотипными каскадами

в усилителе ограниченно. При необходимости его увеличить надо повысить напряжение источника питания, так как потенциал коллектора постепенно повышается. Это является недостатком усилителя с однотипными транзисторами.

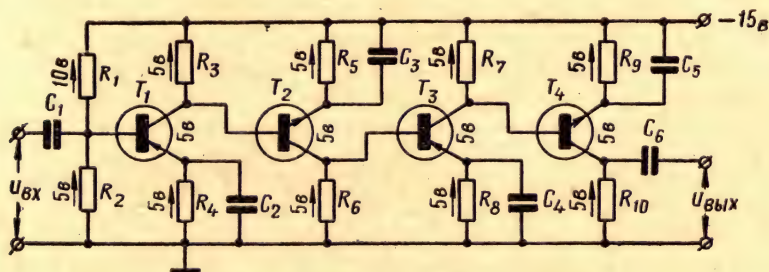


Рис. 8.7. Схема реостатного усилителя с непосредственной связью между $p-n-p$ и $n-p-n$ транзисторами

Данного недостатка нет в схеме усилителя, изображенной на рис. 8.7. Основная идея ее заключается в чередовании $p-n-p$ и $n-p-n$ транзисторов. Благодаря этому при заданном напряжении E_K число каскадов усилителя может быть произвольным.

Общий недостаток усилителей с непосредственной связью состоит в сильном взаимном влиянии исходных режимов его каскадов. Поэтому необходимо надежно стабилизировать постоянные эмиттерные токи всех транзисторов, особенно первого. Достигается это за счет большой величины эмиттерных сопротивлений,

а в цепи базы первого транзистора ставят еще низкоомный делитель.

Большая величина сопротивлений R_0 в усилителях с непосредственной связью является одной из причин значительной величины необходимого напряжения питания и избыточных потерь электрической энергии.

Усилители с последовательным питанием транзисторов

Для улучшения энергетических показателей усилителей с непосредственной связью были созданы комбинированные схемы с

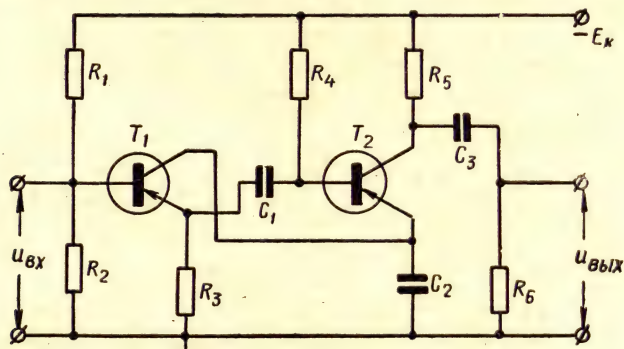


Рис. 8.8. Схема двухкаскадного реостатного усилителя с последовательным питанием транзисторов

последовательным питанием нескольких транзисторов по постоянному току.

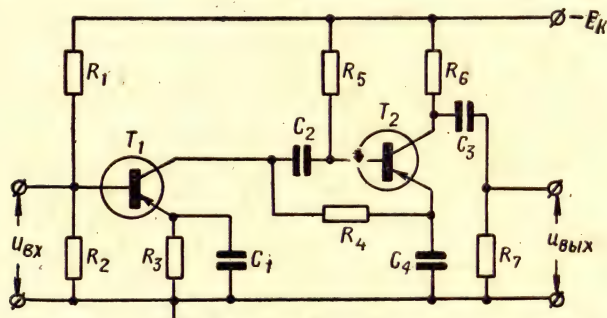


Рис. 8.9. Вариант схемы двухкаскадного реостатного усилителя с последовательным питанием транзисторов

Одна из таких схем показана на рис. 8.8. Первый каскад является эмиттерным повторителем и поэтому обладает стабильной величиной постоянной составляющей тока коллектора. В этом слу-

чае постоянный коллекторный ток второго транзистора будет также стабильным. Поэтому отпадает необходимость в элементах температурной стабилизации второго каскада. По переменному току первый транзистор включен по схеме с общим коллектором, а второй — с общим эмиттером.

Поскольку эмиттерный повторитель обладает малым выходным сопротивлением, оба каскада усилителя могут быть хорошо согласованы. Если в согласовании каскадов нет необходимости, оба они могут быть выполнены с общим эмиттером (рис. 8.9).

ГЛАВА IX

ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

§ 9.1. Общие сведения о трансформаторных усилителях

Усилитель называется трансформаторным, если в цепь выходного тока транзистора включен трансформатор. С его вторичной обмотки напряжение подается на вход следующего усилительного каскада или подводится к нагрузке, на которой необходимо выделить требуемую выходную мощность полезного сигнала. В первом случае трансформаторный каскад называют усилителем напряжения, а во втором — усилителем мощности.

В усилителях напряжения всегда $U_{m \text{ вых}} > U_{m \text{ вх}}$, а в усилителях мощности это условие может и не выполняться. Поэтому в трансформаторных усилителях напряжения включение транзистора с общим коллектором обычно не используется. В усилителях мощности транзисторы можно включать любым из трех способов. Полезной нагрузкой усилителя мощности является активное сопротивление какого-либо акустического прибора. Конечно, реальную нагрузку можно считать активной только в определенном интервале рабочих частот.

Трансформаторные усилители напряжения обычно бывают однотактные, а усилители мощности — однотактные и двухтактные. В обоих усилителях транзисторы чаще всего включают с общим эмиттером. Поэтому последующие рассуждения будут относиться применительно к такому включению транзисторов. Тогда входным током транзистора является ток базы, а выходным — ток коллектора.

Однотактные трансформаторные усилители работают только в режиме класса А. В этом режиме токи транзистора протекают непрерывно в течение всего периода полезного сигнала. Выходной (коллекторный) ток изменяется около своего среднего значения $I_{к0}$ (рис. 9.1, а). Если амплитуда входного сигнала изменяется (а на практике так и бывает), то в режиме класса А постоянная составляющая выходного тока $I_{к0}$ остается неизменной. Даже при полном исчезновении входного сигнала через источник питания продолжает проходить неизменный постоянный ток.

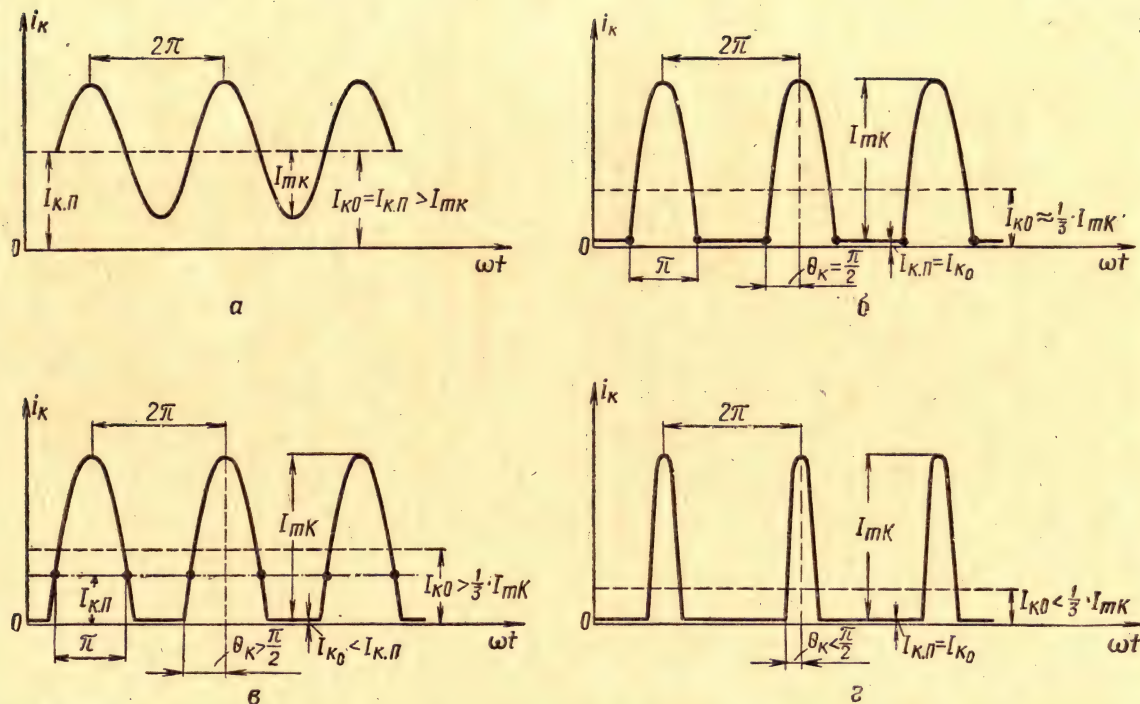


Рис. 9.1. Возможные режимы работы трансформаторных усилителей на транзисторах с общим эмиттером:
 а — режим А; б — режим В; в — режим АВ; г — режим С

Коллекторный ток транзистора при отсутствии входного сигнала мы будем называть током покоя и обозначим $I_{к.п.}$. Соответственно в режиме покоя токи базы и эмиттера обозначим $I_{б.п.}$ и $I_{э.п.}$. Величины токов покоя определяются исходным напряжением на базе, т. е. напряжением смещения.

При подаче входного сигнала все три тока транзистора становятся пульсирующими. Их постоянные составляющие $I_{к0}$, $I_{б0}$ и $I_{э0}$ при отсутствии нелинейных искажений равны токам покоя.

В режиме класса *A* величина тока $I_{к0}$ больше амплитуды переменной составляющей I_{mk} . Поэтому КПД усилителя почти всегда получается меньше 40% и только в предельном случае может приблизиться к 50%. Однако при КПД каскада, близком к 50%, усиление полезных сигналов происходит с большими нелинейными искажениями. При наличии нелинейных искажений постоянные составляющие пульсирующих токов транзистора отличаются от токов покоя.

Двухтактные трансформаторные усилители могут работать в следующих режимах.

Режим класса *A*. Этот режим используется в двухтактных усилителях только в тех редких случаях, когда желательно получить минимально возможные нелинейные искажения усиливаемых сигналов, а величина мощности, снимаемой с каждого транзистора, и КПД усилителя не имеют существенного значения.

Режим класса *B* (рис. 9.1, б). В режиме *B* усилитель работает с отсечкой выходного тока. Смещение на входной электрод транзисторов выбирают такой величины, чтобы угол отсечки выходного (коллекторного) тока θ_k получался равным 90°. Тогда при входном синусоидальном сигнале изменения мгновенных значений выходного тока происходят только в течение половины периода усиливаемых колебаний.

В режиме *B* постоянная составляющая коллекторного тока $I_{к0}$ примерно равна одной трети амплитуды импульсов I_{mk} . Поэтому при изменении величины усиливаемого сигнала происходит пропорциональное изменение тока $I_{к0}$. Если входной сигнал полностью исчезает, то в выходной цепи каждого транзистора протекает ток покоя $I_{к.п.}$. Он очень небольшой, так как является температурным (неуправляемым) током коллекторного перехода $I_{к0}$.

При малой амплитуде входных сигналов с током $I_{к0}$ приходится считаться. Постоянную составляющую выходного тока для режима класса *B* в этом случае лучше определять по формуле

$$I_{к0} = 0,32 I_{mk} + I_{к0} \quad (9.1)$$

Отсюда видно, что с ростом температуры транзистора постоянная составляющая выходного тока $I_{к0}$ возрастает из-за увеличения температурного тока $I_{к0}$. Поэтому с повышением температуры усилителя его КПД уменьшается.

Первая гармоника выходного тока также пропорциональна величине I_{mk} . Ее амплитуда $I_{mk1}=0,5I_{mk}$. Следовательно, она больше постоянной составляющей почти в 1,5 раза. Это обстоятельство является причиной высокого КПД усилителя. Теоретически он может доходить в режиме максимальной выходной мощности до 78,5%.

Достоинство режима *B* также и в том, что в составе импульсного тока отсутствуют все высшие нечетные гармоники, а амплитуды четных гармоник, за исключением второй, очень малы. Эта специфическая особенность режима *B* в сочетании с высокой экономичностью послужила причиной его широкого применения в двухтактных усилителях.

Режим класса АВ (рис. 9.1, в). Режим *AB* является промежуточным между режимами *A* и *B*. В этом режиме смещение таково, что угол отсечки выходного тока $\theta_k \approx 120^\circ$, так как в этом случае первая гармоника импульсного тока имеет наибольшую величину, а высшие гармоники малы.

Режим *AB* позволяет получить наибольшую выходную мощность усилителя на выбранных транзисторах, так как амплитуда его первой гармоники максимальна. Экономичность усилителя в режиме *AB* меньше, чем в режиме *B*, так как при $\theta_k = 120^\circ$ постоянная составляющая выходного тока $I_{k0} = 0,4I_{mk} + I_{k.p.}$. Поэтому наибольший КПД усилителя в режиме *AB* бывает порядка 40—60%. Коллекторный ток покоя транзисторов, работающих в режиме *AB*, заметно больше их температурного тока. В практических схемах двухтактных трансформаторных усилителей режим *AB* весьма распространен.

Режим класса С (рис. 9.1, г). В режиме *C* угол отсечки выходного тока $\theta_k < 90^\circ$. Поэтому его постоянная составляющая I_{k0} очень мала по сравнению с импульсным значением I_{mk} . Благодаря этому КПД усилителя в режиме максимальной мощности может достигать 80—85%.

В режиме *C* амплитуды высших гармоник (особенно второй и третьей) оказываются близки к амплитуде первой гармоники. Из-за большой величины третьей гармоники коллекторного тока форма выходного сигнала получается резко отличной от формы входного сигнала. Ввиду этого обстоятельства режим *C* применять нежелательно. К сожалению, на практике он может получиться при недостаточной величине смещения и явиться причиной больших нелинейных искажений усиливаемых колебаний. Поэтому необходимо иметь о нем четкое представление. Коллекторный ток покоя $I_{k.p.}$ в режиме *C* равен температурному току I_{k0} .

Основное достоинство всех трансформаторных усилителей (однотактных и двухтактных) заключается в том, что они позволяют получать на малом активном сопротивлении нагрузки большую выходную мощность полезного сигнала, так как с помощью трансформатора можно осуществить согласование малого сопро-

тивления полезной нагрузки с большим выходным сопротивлением усилителя.

Заметим, что реальная величина КПД любого трансформаторного усилителя зависит не только от режима транзистора, но и от конструкции трансформатора. Большой КПД и малые искажения усиливаемых сигналов получаются только при значительных размерах трансформатора. Но это условие не позволяет удачно использовать преимущества малых размеров транзисторов, так как в этом случае габариты и вес усилителя определяются самим трансформатором.

При малом трансформаторе качественные показатели усилителя будут низкими, так как уменьшится полоса пропускания усилителя и увеличатся нелинейные искажения сильных сигналов, но в ряде случаев с этими обстоятельствами приходится мириться.

Температурная стабилизация исходного режима трансформаторных усилителей осуществляется теми же способами, которые используются в реостатных усилителях. Исключение составляет только инерционная отрицательная обратная связь по постоянному коллекторному напряжению. В трансформаторных усилителях применять ее обычно нет смысла, так как у них $U_{к0}$ практически не зависит от температуры. Объясняется это тем, что $U_{к0} \approx E_k$.

Для улучшения качественных показателей трансформаторных усилителей широко применяется безынерционная и инерционная ООС по постоянному току эмиттера.

§ 9.2. Однотактные трансформаторные усилители

Выше было отмечено, что в трансформаторных усилителях транзисторы обычно включают с общим эмиттером. Простейший вариант схемы однотактного трансформаторного усилителя с таким включением транзистора показан на рис. 9.2. Это усилитель с фиксированным током базы. Его величина в исходном режиме рассчитывается по формуле (6.30). Будем считать, что ток $I_{б0}$ получается достаточным для работы транзистора в режиме класса А.

Первичная обмотка трансформатора служит коллекторной нагрузкой транзистора. Ее сопротивление $R_{н.т}$ для переменной составляющей коллекторного тока велико и зависит от коэффициента трансформации трансформатора и величины нагрузки, подключенной ко вторичной обмотке.

Коэффициент трансформации трансформатора

$$n = \frac{W_2}{W_1}, \quad (9.2)$$

где W_1 — число витков первичной обмотки;

W_2 — число витков вторичной обмотки.

Для постоянного тока коллектора трансформатор практически не оказывает сопротивления. Поэтому в трансформаторных усилителях напряжение коллекторного питания E_K допустимо иметь значительно меньше, чем в реостатных усилителях.

Резкое различие сопротивления нагрузки транзистора для постоянной и переменной составляющих выходного тока типично для всех трансформаторных усилителей. Их специфической особенностью является возможность изменения трансформатором фазы выходного сигнала на 180° . Поэтому выходное напряжение трансформаторного усилителя может быть синфазно или противофазно с входным напряжением.

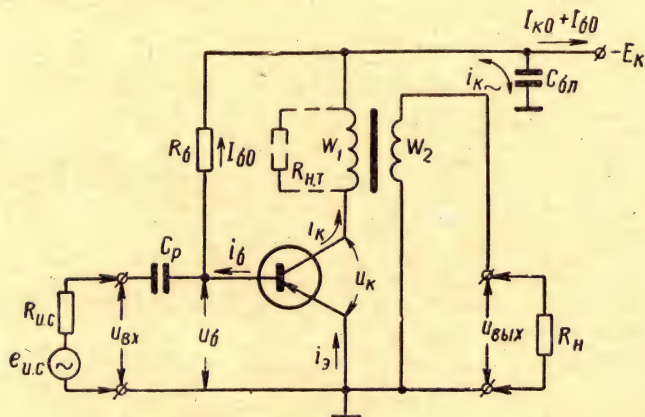


Рис. 9.2. Схема одноконтурного трансформаторного усилителя на транзисторе $p-n-p$ с общим эмиттером

В любом трансформаторном каскаде легко получить на выходе два симметричных напряжения. Для этого вторичная обмотка трансформатора должна состоять из двух одинаковых половин. Одноконтурные трансформаторные усилители с двумя симметричными выходными напряжениями применяются очень часто. Обычно они используются для возбуждения двухтактных усилителей.

Показанное на рис. 9.2 сопротивление R_H является эквивалентом реальной нагрузки усилителя, на которой должно быть создано требуемое выходное напряжение или выделена необходимая мощность полезного сигнала. Этим сопротивлением может быть входное сопротивление следующего каскада или сопротивление какого-либо акустического прибора. При дальнейшем анализе трансформаторных усилителей будем считать сопротивление R_H чисто активным.

Сопротивление нагрузки транзистора $R_{H.T}$ для переменного тока коллектора рассчитывается приближенно по формуле

$$R_{H.T} \approx \left(\frac{W_1}{W_2} \right)^2 R_H = \frac{R_H}{n^2}. \quad (9.3)$$

Более точная величина сопротивления $R_{н.т}$ определяется из эквивалентной схемы трансформатора.

Параллельно сопротивлению $R_{н.т}$ включено индуктивное сопротивление первичной обмотки трансформатора ωL_1 . Поэтому трансформатор необходимо делать так, чтобы в полосе средних рабочих частот выполнялось следующее условие:

$$\omega_c L_1 \gg R_{н.т} \quad (9.4)$$

Только при выполнении этого соотношения нагрузка транзистора для переменного тока коллектора активна по характеру и равна сопротивлению $R_{н.т}$.

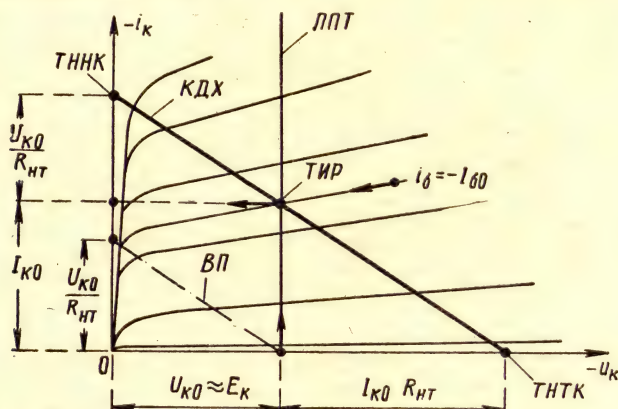


Рис. 9.3. Построение КДХ трансформаторного усилителя на транзисторе с общим эмиттером по вспомогательной прямой для работы в режиме класса А

При вычерчивании графиков физических процессов, происходящих в трансформаторном усилителе, необходимо уметь строить его КДХ для переменной составляющей выходного тока (рис. 9.3). Поскольку КДХ всегда проходит через точку исходного режима усилителя, надо найти место этой точки. Для этого проводят линию постоянного тока (ЛПТ), соответствующую выбранному напряжению E_k .

В схеме, изображенной на рис. 9.3, ЛПТ вертикальна, так как при любом токе базы $U_{к0} = E_k$. Затем по известному току $I_{б0} = \frac{E_k}{R_b}$ находится ТИР и определяется величина тока $I_{к0}$.

Дальнейшие рассуждения о построении КДХ могут быть различными. Простой и наглядный способ состоит в следующем. Если бы сопротивление $R_{н.т}$ было одинаковым для переменного и постоянного тока, то КДХ строилась бы так же, как и для реостатного усилителя. Проведем эту линию и назовем ее вспомо-

гательной прямой (ВП). Тем самым определяем наклон будущей коллекторной динамической характеристики. Но КДХ проходит через точку исходного режима. Поэтому проводим ее через ТИР параллельно вспомогательной прямой.

Пересекая оси координат КДХ, определяем положение точки нулевого напряжения коллектора (ТННК) и точки нулевого тока коллектора (ТНТК). Из рисунка видно, как практически находить эти точки:

$$\left. \begin{aligned} i_k &= I_{k0} + \frac{U_{k0}}{R_{н.т}} \quad \text{при } u_k = 0; \\ u_k &= U_{k0} + I_{k0} R_{н.т} \quad \text{при } i_k = 0. \end{aligned} \right\} \quad (9.5)$$

Зная положение ТИР и используя любое из уравнений (9.5), можно строить КДХ, не проводя вспомогательной прямой. Так часто и поступают (см. § 8.2).

Из рис. 9.3 и уравнений (9.5) ясно, что при изменении величины $R_{н.т}$, т. е. при изменении n трансформатора или сопротивления R_n , происходит вращение КДХ вокруг ТИР. Если $R_{н.т} = 0$, КДХ проходит вертикально и совпадает с ЛПТ. Если $R_{н.т} = \infty$, КДХ проходит горизонтально.

Физические процессы, происходящие в одноконтурном трансформаторном усилителе, работающем в режиме класса А, иллюстрируются графиками, приведенными на рис. 9.4. Их вычерчивание начинается с построения КДХ. Затем по точкам пересечения КДХ с коллекторными статическими характеристиками строится БДХ на семействе БСХН выбранного транзистора. По известному току I_{b0} определяется место точки исходного режима на БДХ и исходное напряжение на базе U_{b0} .

Если используется семейство КСХТ, показанное на рис. 9.4, место точки исходного режима на КДХ определяется по известному току I_{b0} . Если используется семейство КСХН, место точки исходного режима определяется по известному напряжению U_{b0} . Дальнейшие построения графиков мгновенных значений напряжений и токов ясны из рис. 9.4 и пояснений не требуют.

Располагая рис. 9.4, можно привести формальное объяснение физических процессов, происходящих в усилителе. Суть его изложена в § 6.2. В трансформаторном каскаде происходит еще трансформация усиленного сигнала из цепи коллектора в выходную цепь. Поэтому амплитуда выходного напряжения отличается от амплитуды коллекторного напряжения.

Трансформатор, как правило, бывает понижающим и поэтому получается $U_{m \text{ вых}} < U_{mk}$. Однако в этом случае амплитуда выходного тока $I_{m \text{ вых}}$ может оказаться значительно больше амплитуды тока I_{mk} . Именно по этой причине в трансформаторном усилителе на небольшом сопротивлении R_n может быть выделена значительная мощность полезного сигнала.

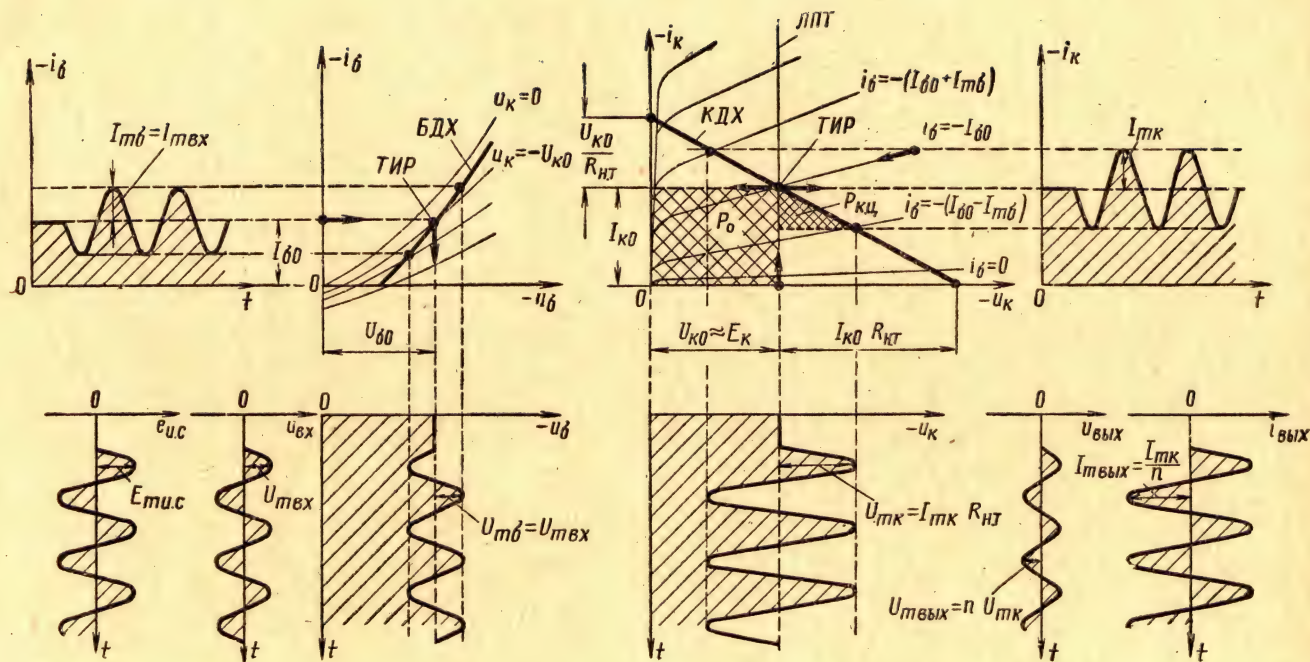


Рис. 9.4. Процесс усиления синусоидального сигнала в одноктактном трансформаторном усилителе на транзисторе $p-n-p$ с общим эмиттером, работающем в режиме класса А

Параметры трансформаторного усилителя можно определить графически, пользуясь формулами:

$$K_u = \frac{U_{m \text{ Вых}}}{U_{m \text{ Вх}}} = n \cdot \frac{U_{mк}}{U_{mб}}; \quad (9.6)$$

$$K_e = \frac{U_{m \text{ Вых}}}{E_{m \text{ и. с}}} = \frac{n U_{mк}}{E_{m \text{ и. с}}}; \quad (9.7)$$

$$K_i = \frac{I_{m \text{ Вых}}}{I_{m \text{ Вх}}} = \frac{U_{m \text{ Вых}}}{R_H I_{m \text{ Вх}}} = \frac{n U_{mк}}{R_H U_{mб}}; \quad (9.8)$$

$$K_p = K_u K_i; \quad (9.9)$$

$$R_{\text{Вх}} = \frac{U_{m \text{ Вх}}}{I_{m \text{ Вх}}} = \frac{U_{mб}}{I_{mб}}. \quad (9.10)$$

Если усилитель используется для усиления мощности сигнала, то дополнительно определяют:

1. Мощность, расходуемую источником питания

$$P_0 = (I_{к0} + I_{б0}) E_K = I_{э0} E_K \approx I_{к0} E_K. \quad (9.11)$$

2. Мощность сигнала в коллекторной цепи транзистора

$$P_{\text{к. ц}} = \frac{1}{2} \cdot I_{mк} U_{mк} = \frac{1}{2} \cdot I_{mк}^2 R_{\text{н. т}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{mк}^2}{R_{\text{н. т}}}. \quad (9.12)$$

3. Выходную мощность сигнала

$$P_{\text{Вых}} = \frac{1}{2} \cdot I_{m \text{ Вых}}^2 R_H = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{m \text{ Вых}}^2}{R_H} = P_{\text{к. ц}} \eta_{\text{тр}}, \quad (9.13)$$

где $\eta_{\text{тр}}$ — КПД выходного трансформатора. Обычно $\eta_{\text{тр}} = 0,7 \div 0,9$.

4. Мощность потерь, рассеиваемую в коллекторе транзистора:

$$P_K = P_0 - P_{\text{к. ц}} = P_0 - \frac{P_{\text{Вых}}}{\eta_{\text{тр}}}. \quad (9.14)$$

5. КПД коллекторной цепи усилителя

$$\eta = \frac{P_{\text{к. ц}}}{P_0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{mк} U_{mк}}{I_{к0} E_K}. \quad (9.15)$$

В режиме класса А всегда $I_{mк} < I_{к0}$, а $U_{mк} < E_K$. Поэтому $\eta < 0,5$.

На рис. 9.4 полезная мощность сигнала, выделяемая в коллекторной цепи транзистора $P_{\text{к. ц}}$, изображается площадью заштрихованного треугольника. Его называют треугольником полезной мощности (ТПМ). Мощность P_0 равна площади заштрихованного прямоугольника. Назовем его прямоугольником расходуемой мощности (ПРМ).

Очевидно, что КПД усилителя (точнее, его коллекторной цепи) равен отношению площади ТПМ к площади ПРМ.

Мощность P_0 не зависит от величины сопротивления $R_{н.т}$. Она определяется только напряжением E_k и током $I_{\phi 0}$. Мощность $P_{к.п}$ зависит от величины сопротивления $R_{н.т}$ и от амплитуды входного сигнала. Отсюда КПД усилителя при различной амплитуде усиливаемых колебаний различен.

Для увеличения выходной мощности полезного сигнала и повышения КПД усилителя необходимо увеличивать входное напряжение. Поэтому в усилителях мощности желательно использовать максимально возможный рабочий участок КДХ. Тогда получится режим максимальной мощности, который можно называть режимом полного возбуждения каскада.

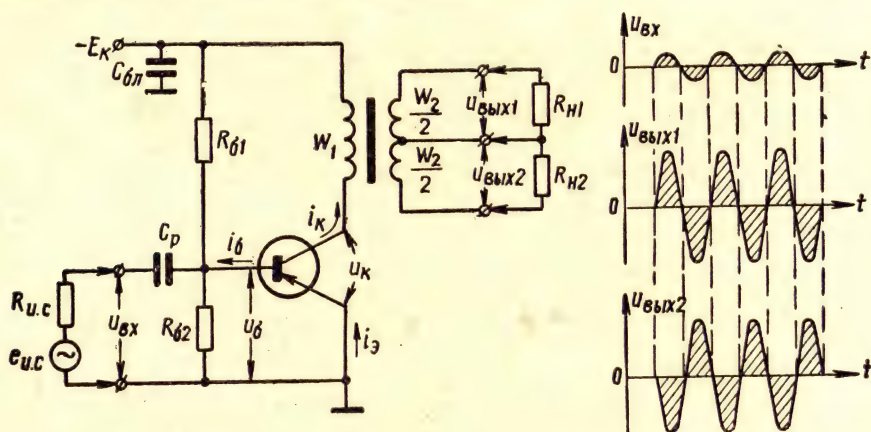


Рис. 9.5. Схема однотактного трансформаторного усилителя с двумя симметричными выходными напряжениями

В режиме класса A при полном возбуждении каскада ток I_{mk} оказывается равным $I_{\phi 0}$, а напряжение U_{mk} становится практически равным E_k . Поэтому КПД коллекторной цепи усилителя получается равным 50%. Однако в таком режиме наблюдаются значительные нелинейные искажения.

Поэтому применять такой режим работы усилителя нецелесообразно. Обычно амплитуда возбуждающего напряжения выбирается такой величины, при которой КПД усилителя получается порядка 25—35%.

На рис. 9.5 показана схема однотактного трансформаторного усилителя с двумя симметричными выходными напряжениями. Вторичная обмотка трансформатора состоит из двух одинаковых половин. Выходной эффект усилителя иллюстрируется графиками. Наличие двух одинаковых, но противофазных выходных напряжений позволяет назвать данную схему трансформаторным парафазным усилителем, хотя обычно под парафазными усилителями понимают реостатные усилители. В схеме, изображенной на рис. 9.5, применено фиксированное напряжение смещения,

Практические схемы одноконтурных трансформаторных усилителей редко используются без обратной связи. Во-первых, она нужна для стабилизации исходного режима транзистора, а во-вторых, ее применяют для улучшения усилительных свойств каскада.

Пример очень распространенной схемы трансформаторного усилителя с отрицательной обратной связью приведен на рис. 9.6, а. В ней имеется ячейка ИООС в цепи эмиттера, которая стабилизирует исходный режим транзистора. При определении исходного

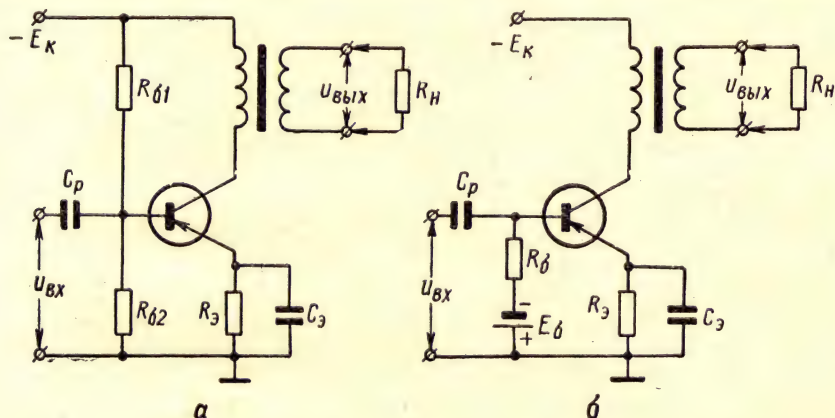


Рис. 9.6. Схема одноконтурного трансформаторного усилителя с делителем напряжения в цепи базы и отрицательной обратной связью по постоянному току эмиттера:

а — практический вариант схемы; б — эквивалентный вариант схемы

режима данного усилителя необходимо учитывать наличие сопротивления R_3 (см. § 6.6).

Из схемы усилителя видно, что при отсутствии входного сигнала напряжение на коллекторе постоянно и равно

$$u_k = E_K - i_3 R_3 = E_K - \frac{i_k}{\alpha_0} \cdot R_3. \quad (9.16)$$

Это уравнение линии постоянного тока. Она построена на рис. 9.7 по двум точкам.

Для определения исходного режима усилителя найдем ток базы I_{60} . Для этого преобразуем схему усилителя к варианту, показанному на рис. 9.6, б. В новой схеме R_δ и E_δ рассчитываются по уравнениям (6.36) и (6.37), а ток базы — по уравнению (6.45).

По найденному току I_{60} определяем положение ТИР (рис. 9.7), напряжение U_{K0} и ток I_{K0} . Зная напряжение U_{K0} , ток I_{K0} и сопротивление полезной нагрузки транзистора $R_{н.т.}$, можно построить КДХ. Построение ясно из рис. 9.7.

На рис. 9.8 изображена схема однотактного трансформаторного усилителя с БООС по коллекторному напряжению. В этой

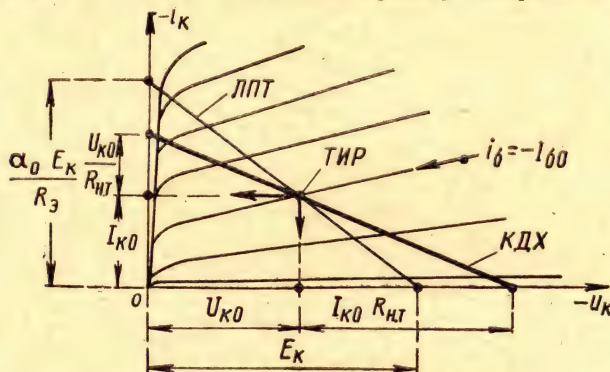


Рис. 9.7. Построение КДХ для схемы усилителя, изображенной на рис. 9.6, а

схеме нет стабилизации исходного режима, так как постоянное напряжение на коллекторе $U_{к0}$ не зависит от параметров транзистора и его температуры. Оно практически равно E_k .

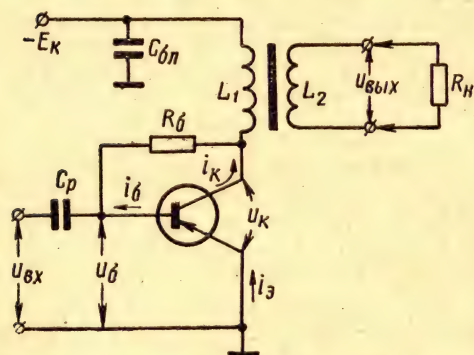


Рис. 9.8. Схема однотактного трансформаторного усилителя с БООС по коллекторному напряжению

На рис. 9.9 показана схема усилителя с комбинированной отрицательной обратной связью. Инерционная ООС создается на ячейке R_3C_3 . Она стабилизирует исходный режим транзистора. Безынерционная ООС создается при помощи дополнительной обмотки обратной связи, которая улучшает усилительные свойства усилителя и уменьшает нелинейные искажения, возникающие в транзисторе и в трансформаторе.

Заметим, что применение температурной стабилизации исходного режима любого усилителя снижает его КПД. Особенно это заметно в выходных одноконтурных трансформаторных усилителях с общим эмиттером, в которых применяется ячейка R_3C_3 . Объясняется это значительной величиной тока $I_{\text{Э0}}$, проходящего через сопротивление R_3 .

Для повышения КПД каскада необходимо уменьшать R_3 , при этом ухудшается стабилизация режима транзистора и значитель-

но увеличивается требуемая величина емкости C_3 . Из-за этих причин приходится искать способы температурной стабилизации, которые не связаны с большими потерями.

Схема трансформаторного усилителя с экономичной температурной стабилизацией приведена на рис. 9.10, а.

В этом усилителе стабилизация исходного режима достигается при помощи полупроводникового диода. Он включен в прямом направлении и выполняет роль одного плеча делителя напряжения в цепи базы. Сопротивление диода уменьшается с повышением температуры; при этом происходит уменьшение напряжения смещения на базу транзистора. Эта причина сдерживает уход ТИР вверх по КДХ.

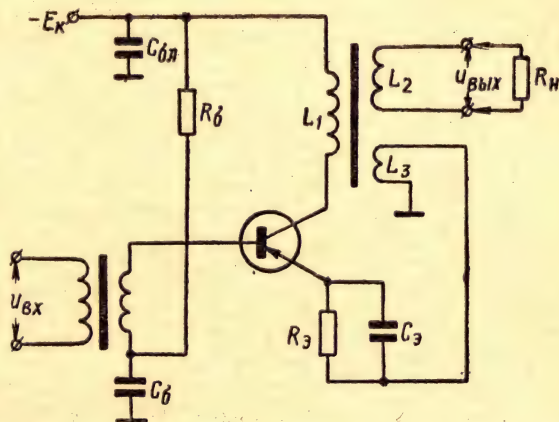


Рис. 9.9. Схема однотактного трансформаторного усилителя с комбинированной ООС

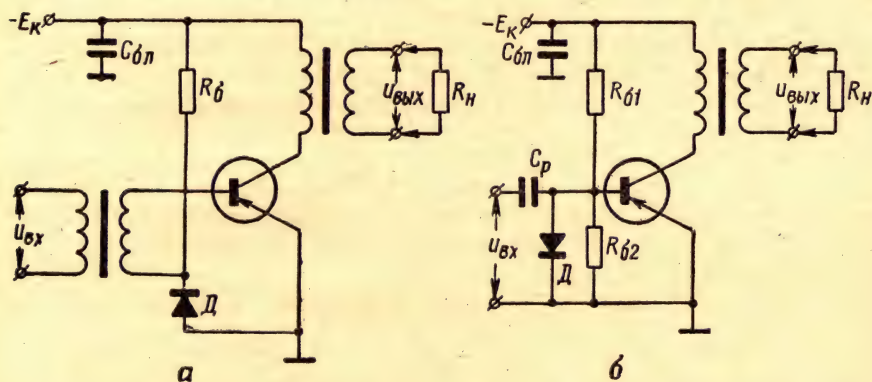


Рис. 9.10. Схемы трансформаторных усилителей с термостабилизацией исходного режима при помощи диодов:

а — прямое включение диода; б — обратное включение диода

Прямое включение диода применяют только в тех случаях, когда требуемое напряжение смещения на базу должно быть небольшим. Для увеличения напряжения на эмиттерном переходе в данной схеме необходимо уменьшать сопротивление $R_б$. Однако при этом возрастает непроизводительный расход энергии источника питания. Поэтому при относительно большом смещении при-

меняют вариант схемы, приведенный на рис. 9.10, б. Здесь диод включен в обратном направлении и, следовательно, его сопротивление очень велико.

Для получения требуемой величины сопротивления нижнего плеча делителя напряжения параллельно диоду включено сопро-

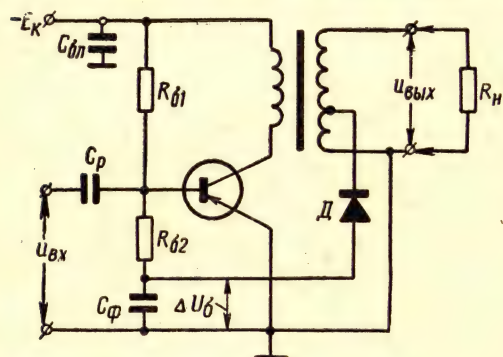


Рис. 9.11. Схема трансформаторного усилителя с напряжением смещения, пропорциональным амплитуде усиливаемых колебаний

тивление $R_{\delta 2}$. Результирующее сопротивление нижнего плеча делителя уменьшается с повышением температуры, и положение ТИР на КДХ оказывается стабильным. Подбор диодов, обеспечивающих наилучший эффект термостабилизации, производится экспериментально.

Схемы усилителей (рис. 9.10) обладают существенным недостатком: их входные сопротивления резко отличны для положительного и отрицательного вход-

ного напряжения. Поэтому за последнее время вместо диодов стали применять термисторы. Это однородные полупроводниковые сопротивления, обладающие двухсторонней проводимостью, величина которой зависит от температуры. Они изготавливаются из смеси окислов некоторых металлов (никель, вольфрам, медь, железо и др.). Основной недостаток термисторов состоит в большом разбросе величин сопротивлений. Поэтому их подбор производится только экспериментально.

Поскольку в усилителе температура транзистора всегда выше, чем у окружающей среды, рекомендуется располагать термостабилизирующий диод или термистор в непосредственной близости от транзистора. Тогда их температура оказывается практически одинаковой и термостабилизация исходного режима усилителя получается наиболее эффективной.

Существенный недостаток всех рассмотренных одноктактных усилителей (работающих в режиме класса А) заключается в том, что мощность, расходуемая источником питания, не зависит от амплитуды усиливаемых колебаний. Даже в режиме покоя, когда входного сигнала вообще нет, происходит значительный расход энергии постоянного тока. Поэтому максимальный КПД одноктактного трансформаторного усилителя получается порядка 30—40%.

Для повышения КПД одноктактного усилителя его схему иногда выполняют с изменяющимся напряжением смещения. В режиме покоя оно мало и коллекторный ток небольшой. С появлением усиливаемых колебаний напряжение смещения увеличивается пропорционально их амплитуде. Достигается это за счет

использования энергии выходного сигнала, который частично выпрямляется, превращаясь в постоянное напряжение дополнительного смещения.

Простейшая схема, поясняющая высказанную идею, изображена на рис. 9.11. Для тока диода сопротивление R_{62} включено

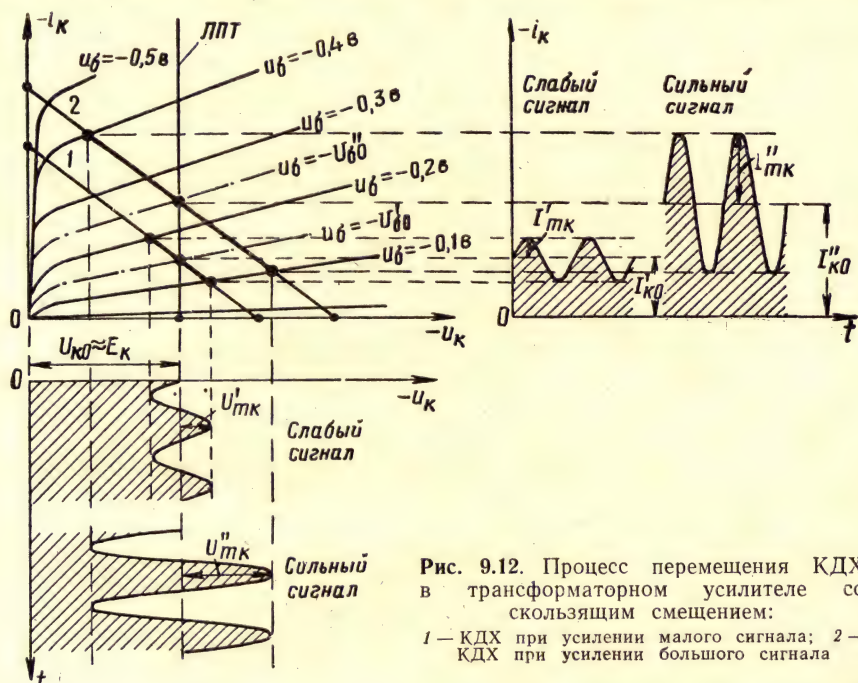


Рис. 9.12. Процесс перемещения КДХ в трансформаторном усилителе со скользящим смещением:

1 — КДХ при усилении малого сигнала; 2 — КДХ при усилении большого сигнала

параллельно конденсатору C_{ϕ} . Если входного сигнала нет, то конденсатор C_{ϕ} почти разряжен и напряжение смещения на базе транзистора минимально. При наличии сигнала происходит увеличение напряжения на конденсаторе C_{ϕ} . Емкость C_{ϕ} и сопротивление R_{62} выбираются такими, чтобы напряжение смещения на базу изменялось в соответствии со средним значением амплитуды выходных сигналов. Тогда усиление транзистора остается практически неизменным, а мощность постоянного тока источника питания расходуется пропорционально величине усиливаемых колебаний.

Таким образом, сам усиливаемый сигнал управляет режимом работы усилителя. Он перемещает КДХ параллельно самой себе (рис. 9.12). Чем больше входной сигнал, тем выше проходит КДХ и тем больше величина рабочего участка на этой характеристике.

Средняя точка рабочего участка КДХ при изменении величины усиливаемых сигналов перемещается вертикально, скользя по ЛПТ. Это дает основание называть подобные усилители со сколь-

зующей (или плавающей) рабочей точкой. Однако логичнее их называть усилителями со скользящим смещением или со скользящим режимом.

Экономичность усилителя с изменяющимся режимом работы оказывается больше, чем в обычном усилителе, на 20—30%. Но еще более экономичным является двухтактный усилитель, работающий в режиме класса В.

§ 9.3. Частотные свойства трансформаторного усилителя

Полоса пропускания трансформаторного усилителя зависит от частотных свойств трансформатора и транзистора. О частотных свойствах транзистора уже говорилось.

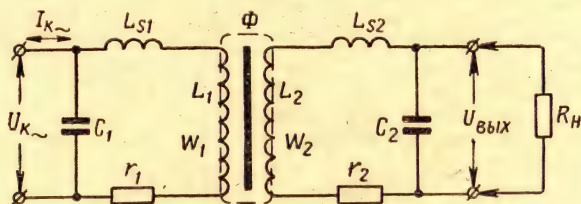


Рис. 9.13. Полная схема трансформатора с активной нагрузкой

Для выяснения частотных свойств трансформатора воспользуемся его полной схемой, изображенной на рис. 9.13. На схеме показаны отдельно для

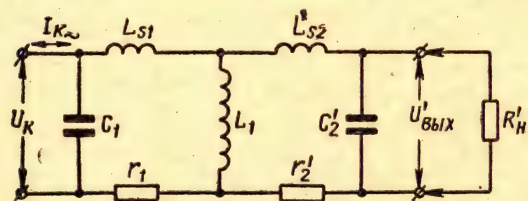


Рис. 9.14. Эквивалентная схема трансформатора с активной нагрузкой

обоих обмоток междувитковые емкости C_1 и C_2 , индуктивности рассеяния L_{s1} и L_{s2} , а также активные сопротивления r_1 и r_2 . Идеальные индуктивности L_1 и L_2 связаны между собой общим магнитным потоком трансформатора Φ .

Поэтому все сопротивления вторичной цепи трансформатора (активные и реактивные) могут быть пересчитаны в его первичную цепь по формуле

$$Z'_2 = Z_2 \left(\frac{W_1}{W_2} \right)^2. \quad (9.17)$$

В соответствии с этой формулой пересчета сопротивлений получается эквивалентная схема трансформатора, изображенная на рис. 9.14.

В этой схеме приведенными к первичной обмотке трансформатора (т. е. пересчитанными в его первичную цепь) являются:

$R'_H = R_H \left(\frac{W_1}{W_2} \right)^2$ — сопротивление нагрузки усилителя;
 $L'_{S2} = L_{S2} \left(\frac{W_1}{W_2} \right)^2$ — индуктивность рассеяния вторичной обмотки;
 $r'_2 = r_2 \left(\frac{W_1}{W_2} \right)^2$ — активное сопротивление вторичной обмотки;
 $C'_2 = C_2 \left(\frac{W_2}{W_1} \right)^2$ — емкость вторичной цепи трансформатора;
 $U'_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ}} \cdot \frac{W_1}{W_2}$ — выходное напряжение усилителя.

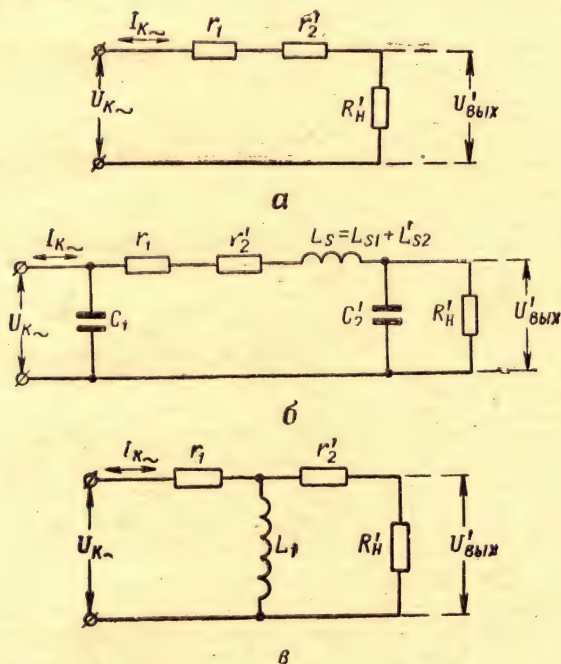


Рис. 9.15. Эквивалентная схема трансформатора с активной нагрузкой:

а — для средних частот усилителя; б — для верхних частот усилителя; в — для нижних частот усилителя

В области средних частот усилителя можно пренебречь наличием индуктивностей рассеяния (так как они малы) и индуктивностью L_1 (потому что она достаточно велика).

Тогда эквивалентная схема трансформатора примет вид, показанный на рис. 9.15, а. Из нее видно, что в этой области рабочих частот коллекторная нагрузка транзистора активна по характеру.

Точная величина ее сопротивления равна

$$R_{\text{н.т}} = R'_H + r_1 + r'_2 \quad (9.18)$$

Поскольку выходная мощность полезного сигнала выделяется на сопротивлении R'_H , а на сопротивлениях r_1 и r'_2 происходит

выделение мощности потерь, то формула для КПД трансформатора имеет следующий вид:

$$\eta_{\text{тр}} = \frac{R'_H}{R'_H + r_1 + r'_2} = \frac{R'_H}{R_{H. \text{т}}} = \frac{R_H}{n^2 R_{H. \text{т}}}. \quad (9.19)$$

Поэтому требуемый коэффициент трансформации определяют по формуле

$$n = \sqrt{\frac{R_H}{\eta_{\text{тр}} R_{H. \text{т}}}}. \quad (9.20)$$

При расчете n задаются ожидаемой величиной КПД трансформатора, выбирая $\eta_{\text{тр}} = 0,6 \div 0,9$. Чем больше размеры трансформатора, тем больше получается и его КПД. Зная величину сопротивления коллекторной нагрузки транзистора $R_{H. \text{т}}$, можно определять входное сопротивление трансформаторного усилителя на средних частотах по формулам (6.10), (6.19) или (6.23), полагая в них $R_H = R_{H. \text{т}}$.

Коэффициенты усиления трансформаторного усилителя по напряжению и по току в области его средних частот можно рассчитывать следующим образом:

$$K_{uc} = n \cdot \frac{h_{21} R_{H. \text{т}}}{h_{11} + h R_{H. \text{т}}} = n \cdot \frac{r_{21} R_{H. \text{т}}}{r + r_{11} R_{H. \text{т}}}; \quad (9.21)$$

$$K_{ic} = \frac{h_{21}}{n(1 + h_{22} R_{H. \text{т}})} = \frac{r_{21}}{n(r_{22} + R_{H. \text{т}})}. \quad (9.22)$$

С повышением частоты усиливаемых колебаний сопротивление емкостей уменьшается, а индуктивностей возрастает. Поэтому в области верхних частот усилителя эквивалентная схема трансформатора имеет вид, показанный на рис. 9.15, б.

Из схемы видно, что на верхних частотах может проявляться влияние индуктивности рассеяния трансформатора и междувитковых емкостей обмоток. Из-за наличия емкости C_1 уменьшается переменное напряжение на коллекторе, а из-за наличия емкости C_2 — напряжение на нагрузке трансформатора. Если R'_H велико, то из-за резонансных свойств последовательного контура $L_S C_2$ на верхних частотах усилителя может получиться некоторый подъем усиления. Но на частотах более высоких, чем резонансная частота контура, спад усиления неизбежен.

Опыт показывает, что в области верхних частот подъем усиления получается не всегда, так как емкость C'_2 мала и к тому же шунтирована сопротивлением R'_H сравнительно небольшой величины.

С понижением частот усиливаемых колебаний сопротивление емкостей возрастает, а индуктивностей уменьшается. Поэтому в области нижних частот усилителя эквивалентная схема трансформатора примет вид, показанный на рис. 9.15, в.

Из схемы видно, что на нижних частотах усилителя проявляется влияние индуктивности первичной обмотки трансформатора L_1 : происходит уменьшение сопротивления нагрузки транзистора для переменного тока коллектора. Поэтому с понижением частоты усиливаемых колебаний уменьшается напряжение $U_{к \sim}$.

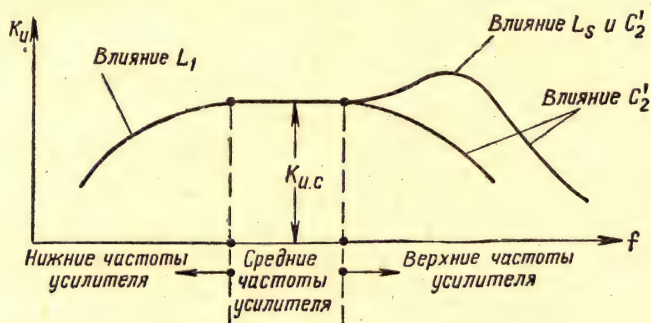


Рис. 9.16. Частотная характеристика трансформаторного усилителя

Следствием этого является уменьшение напряжения на полезной нагрузке. Резонансных явлений в области нижних частот усилителя не возникает.

Типичный вид частотных характеристик трансформаторного усилителя показан на рис. 9.16. Из сказанного ясно, что для расширения полосы пропускания усилителя в область нижних частот необходимо увеличивать индуктивность первичной обмотки трансформатора. При этом размеры трансформатора и его вес возрастают.

§ 9.4. Двухтактные трансформаторные усилители

Двухтактные трансформаторные усилители (ДТУ) применяют для получения большой выходной мощности полезного сигнала и высокого КПД. Они являются в основном мощными выходными усилителями и только иногда используются в качестве усилителей напряжения.

Существует много схем ДТУ. Их основные свойства можно объяснить на примере типичного варианта (рис. 9.17).

Эта схема представляет собой совокупность двух однотактных усилителей, работающих на общую нагрузку. Половина двухтактного усилителя называется его плечом. Оба плеча электрически симметричны.

Для электрической симметрии плеч усилителя его транзисторы должны иметь одинаковые параметры и симметричные режимы. Симметричные режимы идентичных транзисторов получаются, если первичная обмотка выходного трансформатора Tr_2 состоит

из двух одинаковых половин, а входные напряжения $u'_{вх}$ и $u''_{вх}$ симметричны.

Симметричные напряжения на входе ДТУ могут получаться различными способами. На рис. 9.17 при помощи входного трансформатора Tr_1 , который является элементом предыдущего каскада, создаются два равных, но противофазных синусоидальных напряжения.

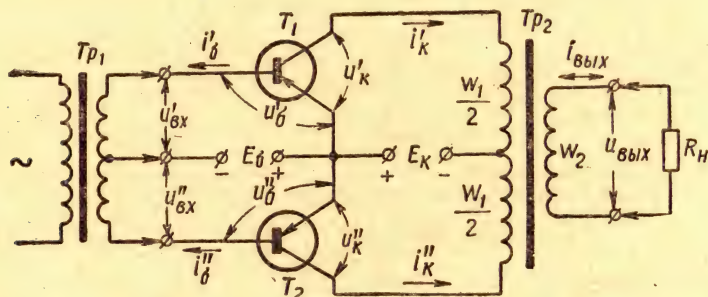


Рис. 9.17. Типичная схема двухтактного трансформаторного усилителя

Если условия полной симметрии плеч ДТУ выполнены, то все составляющие токов аналогичных электродов обоих транзисторов получаются равными.

При равенстве постоянных коллекторных токов транзисторов отсутствует постоянное подмагничивание сердечника выходного трансформатора Tr_2 . Это позволяет выбрать размеры трансформатора значительно меньшие, чем в одноконтурной схеме. Поэтому усилитель получается очень компактным по устройству.

При равенстве переменных составляющих коллекторных токов транзисторов магнитный поток в сердечнике создается только нечетными гармониками сигнала, которые проходят в первичной обмотке трансформатора в одном направлении. Четные гармоники коллекторных токов магнитного потока в трансформаторе не создают, так как протекают в первичной обмотке навстречу друг другу. Это является причиной значительно меньших нелинейных искажений по сравнению с одноконтурным усилителем, работающим в таком же режиме.

Если для ДТУ выбрать режим работы класса B , то высшие нечетные гармоники коллекторных токов транзисторов полностью исчезают и переменный магнитный поток в трансформаторе создается тогда только первыми гармониками переменных составляющих.

В режиме AB нечетные гармоники в коллекторных токах транзисторов есть, но их амплитуды незначительны по сравнению с амплитудой первой гармоники.

Поскольку в ДТУ четные гармоники коллекторных токов маг-

нитного потока в трансформаторе не создают, а высшие нечетные гармоники практически отсутствуют, то можно в таких усилителях использовать экономичные режимы работы класса *B* или *AB* и иметь КПД более высокий, чем у однотактного усилителя.

Схема ДТУ малочувствительна к пульсациям напряжения коллекторного питания E_K , так как одинаковые по величине и направлению изменения коллекторных токов транзисторов магнитного потока в трансформаторе не создают. Эта особенность усилителя позволяет упростить конструкцию сглаживающего фильтра выпрямителя.

Достоинство ДТУ заключается также в малой паразитной связи с предыдущими каскадами, возникающей через общий источник коллекторного питания, потому что к этому источнику проходят только четные гармоники усиливаемого сигнала, а на их частотах самовозбуждение усилителя не возникает. По этой причине в многокаскадных усилителях упрощаются, а иногда и полностью исключаются развязывающие фильтры и зачастую отпадает необходимость в блокировочном конденсаторе общей цепи питания.

Ввиду указанных свойств схема ДТУ имеет серьезные преимущества по сравнению с однотактной схемой. Однако они зависят от степени электрической симметрии плеч ДТУ.

Опыт практического налаживания транзисторных схем ДТУ показывает, что идеальной симметрии плеч достигнуть невозможно. Поэтому на практике симметрию часто считают приемлемой, если постоянные коллекторные токи транзисторов ДТУ отличаются не более чем на 10—20%.

При теоретическом анализе ДТУ принято считать симметрию его плеч полной. Тогда можно ограничиться рассмотрением любой половины схемы, а затем обобщить результат исследования. Так, например, сразу ясно, что полная полезная мощность усилителя в два раза больше мощности одного плеча.

Если в ДТУ усиление синусоидального сигнала осуществляется в режиме класса *A*, то в каждом его плече происходят физические процессы, изображенные на рис. 9.4.

Обычно ДТУ работает в режиме *B* или *AB*. Для получения режима *B* напряжение смещения необходимо выбрать таким, чтобы в исходном состоянии усилителя его транзисторы были закрыты, а при появлении даже очень слабого сигнала один из них сразу же открывался. Через половину периода усиливаемого сигнала состояния транзисторов изменяются, как это показано на рис. 9.18.

Из рисунка видно, что в режиме *B* транзисторы пропускают токи поочередно, т. е. каждый из них работает только половину периода усиливаемых колебаний.

При построении графиков физических процессов, происходящих в ДТУ, работающем в режиме класса *B* или *AB*, необходимо уметь строить КДХ. Принцип ее построения остается тот же са-

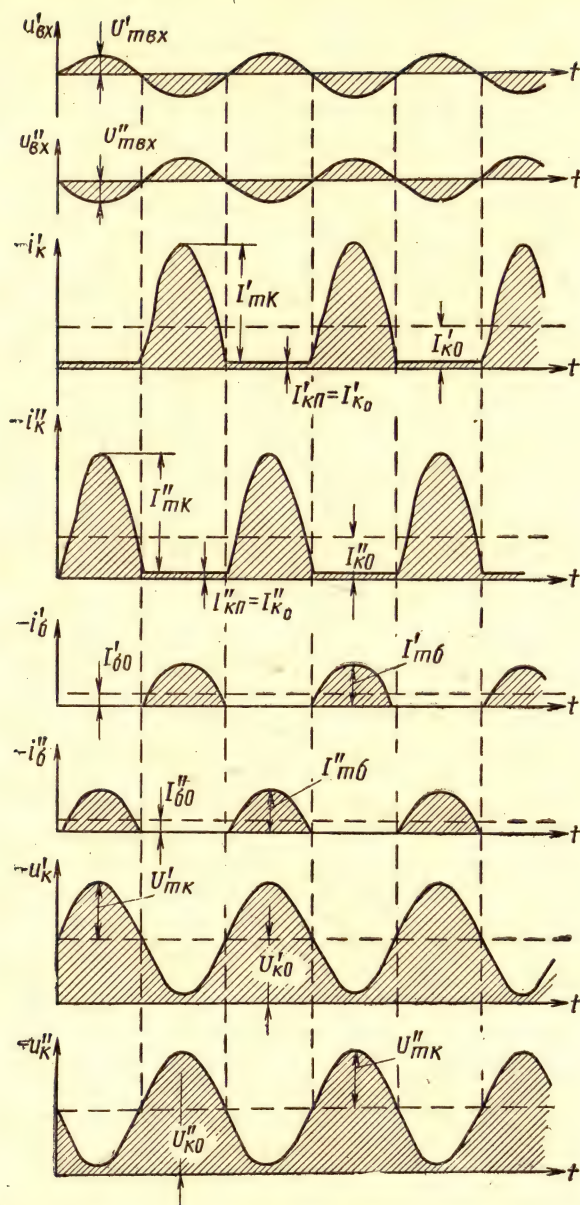


Рис. 9.18. Диаграмма токов и напряжений в ДТУ при работе транзисторов в режиме класса В

мый, что и для режима *A*, но поскольку в режимах *B* и *AB* коллекторный ток покоя $I_{к.п}$ не равен постоянной составляющей $I_{к0}$, необходимо отметить некоторые особенности.

В транзисторных усилителях минимально возможный ток коллектора в исходном режиме получается при запертом эмиттерном переходе транзистора. Он равен температурному (неуправляемому) току коллекторного перехода $I_{к0}$. Для получения такого тока покоя транзисторов в схеме, изображенной на рис. 9.17, можно иметь $E_б=0$. В этом случае усилитель будет работать в режиме класса *C*, но очень близком к режиму *B*.

На рис. 9.19 изображены графики физических процессов, происходящих в одном плече ДТУ при условии, что на базы транзисторов подается небольшое напряжение смещения, обеспечивающее его работу в режиме класса *B*. Они показаны для случая, когда усиливаемый сигнал имеет максимально допустимую величину при выбранном сопротивлении нагрузки транзисторов $R_{н.т}$.

Это сопротивление определяют по формуле

$$R_{н.т} = \left(\frac{\frac{W_1}{2}}{W_2} \right)^2 R_n = \frac{1}{4} \left(\frac{W_1}{W_2} \right)^2 R_n = \frac{R_n}{4n^2}. \quad (9.23)$$

Минимально допустимое сопротивление полезной нагрузки транзисторов $R_{н.т}$ и соответственно максимально допустимая величина импульсов коллекторных токов ограничиваются температурой нагрева транзисторов. Улучшая условия охлаждения транзисторов (например, за счет применения специальных радиаторов), можно заметно увеличить полезную мощность усилителя и его КПД.

Из рис. 9.18 и 9.19 видно, что, несмотря на импульсную форму коллекторного тока транзисторов, напряжения на коллекторах получаются синусоидальными. Объясняется это наличием взаимной магнитной связи между обеими половинами первичной обмотки выходного трансформатора.

Поэтому при изменении мгновенных значений коллекторного тока любого транзистора происходит возникновение ЭДС на обеих половинах первичной обмотки трансформатора. Только в одной половине обмотки индуцируется ЭДС самоиндукции, а в другой — ЭДС взаимоиндукции. Максимально возможная амплитуда этих ЭДС очень близка к напряжению E_k . Но она получается такой только при полном возбуждении усилителя, т. е. при условии, что он работает в режиме максимальной мощности.

В этом случае энергетические свойства усилителя характеризуют следующие величины.

1. Мощность, расходуемая источником питания:

$$P_0 = 2 \cdot I_{к0} \cdot E_k. \quad (9.24)$$

2. Мощность сигнала в коллекторной цепи транзисторов

$$P_{к.ц} = 2 \cdot \frac{1}{2} \cdot I_{mk1} U_{mk} \approx \frac{1}{2} \cdot I_{mk} U_{mk}. \quad (9.25)$$

Рис. 9.19. Графики физических процессов в одном плече ДТУ, работающего на транзисторах $p-n-p$ в режиме класса B

3. Выходная мощность сигнала

$$P_{\text{вых}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{m \text{ вых}}^2}{R_{\text{н}}} = \frac{1}{2} \cdot I_{m \text{ вых}}^2 R_{\text{н}} = P_{\text{к.ц}} \eta_{\text{тр}} \quad (9.26)$$

4. Мощность потерь, рассеиваемая в коллекторах транзисторов:

$$P_{\text{к}} = P_0 - P_{\text{к.ц}} = P_0 - \frac{P_{\text{вых}}}{\eta_{\text{тр}}} \quad (9.27)$$

5. КПД выходной цепи усилителя

$$\eta = \frac{P_{\text{к.ц}}}{P_0} = \frac{1}{4} \cdot \frac{I_{m \text{к}} U_{m \text{к}}}{I_{\text{к0}} E_{\text{к}}} \quad (9.28)$$

Если усилитель работает в режиме класса *B*, а температура транзисторов не высока (т. е. ток $I_{\text{к0}}$ мал), то $I_{m \text{к}} \approx 3I_{\text{к0}}$. Если при этом возбуждение каскада является полным (режим максимальной мощности), то $U_{m \text{к}} \approx E_{\text{к}}$ и тогда $\eta \approx 0,75$.

Таким образом, в режиме класса *B* ДТУ может иметь КПД около 75%.

Из уравнений (9.27) и (9.28) ясно, что

$$P_{\text{к}} = P_{\text{к.ц}} \cdot \frac{1 - \eta}{\eta} \quad (9.29)$$

или

$$P_{\text{к.ц}} = \frac{\eta}{1 - \eta} \cdot P_{\text{к}} \quad (9.30)$$

Если $\eta = 0,75$, то $P_{\text{к.ц}} = 3P_{\text{к}}$. Отсюда видно, что максимально возможная полная мощность ДТУ примерно в три раза больше мощности, рассеиваемой внутри его транзисторов, или в шесть раз больше мощности, расходуемой на нагрев одного транзистора. Но надо иметь в виду, что на практике получить КПД ДТУ, равный 75%, без больших нелинейных искажений не легко.

В режиме максимально допустимой мощности при допустимых нелинейных искажениях он получается порядка 60%. Поэтому считают режим ДТУ приемлемым, когда

$$P_{\text{к.ц}} \approx 1,5P_{\text{к}} \quad (9.31)$$

В большинстве случаев соотношение (9.31) может служить критерием для выбора подходящего типа транзисторов для ДТУ. Величина максимально допустимой мощности рассеяния мощных транзисторов указывается в справочниках.

Заметим, что режим максимальной мощности усилителя требует неизменной амплитуды усиливаемого сигнала, а на практике она непрерывно изменяется (рис. 5.2). Поэтому сравнение экономичности режимов *A* и *B* рекомендуется производить в реальных условиях работы усилителя.

Для определения средней величины амплитуды различных реальных напряжений звуковой частоты были проведены статистические исследования. Оказалось, что в большинстве случаев

$$U_{m \text{ ср}} \approx \frac{1}{5} \cdot U_{m \text{ макс}} \quad (9.32)$$

т. е. средняя амплитуда реального напряжения звуковой частоты (разговор, пение, музыка) составляет одну пятую часть его максимальной амплитуды.

Выходная мощность полезного сигнала в любом режиме усилителя пропорциональна квадрату выходного напряжения. Мощность, забираемая усилителем от источника питания в режиме класса *A*, не зависит от амплитуды усиливаемых колебаний. Поэтому усилитель, работающий в режиме *A* (однотактный или двухтактный), имеет средний КПД

$$\eta_{\text{ср (A)}} \approx \frac{1}{25} \cdot \eta_{(A)}. \quad (9.33)$$

Следовательно, средний КПД усилителя, работающего в режиме *A*, получается менее 2%.

Мощность, забираемая усилителем от источника питания в режиме класса *B*, пропорциональна амплитуде усиливаемых колебаний. Поэтому усилитель, работающий в режиме *B*, имеет средний КПД

$$\eta_{\text{ср (B)}} \approx \frac{1}{5} \cdot \eta_{(B)}. \quad (9.34)$$

Следовательно, средний КПД усилителя, работающего в режиме *B*, получается не более 15%.

Из сравнения выражений (9.34) и (9.33) видно, что режим класса *B* в реальных условиях экономичнее режима класса *A* в 8—10 раз. Это обстоятельство и является причиной того, что двухтактные усилители работают в режиме *B* или близком к нему режиму *AB*.

Максимально возможная амплитуда импульсов коллекторных токов I_{mK} зависит от выбранных величин напряжения E_K и сопротивления $R_{н.т}$. Очевидно, что

$$(I_{mK})_{\text{макс}} = \frac{E_K}{(R_{н.т})_{\text{мин}}}. \quad (9.35)$$

Из уравнения (9.25) и логичного рассуждения ясно, что с ростом амплитуды импульсов коллекторных токов происходит увеличение выходной мощности усилителя. Однако при этом возрастает и мощность потерь, расходуемая на бесполезный нагрев транзисторов. Очевидно, что она равна произведению мгновенных значений коллекторного тока и коллекторного напряжения, которые в рабочем режиме усилителя непрерывно изменяются.

Таким образом,

$$P_K = i_K u_K. \quad (9.36)$$

Максимально допустимую мощность потерь в транзисторе обозначим $P_{K, \text{доп}}$.

Тогда

$$P_{K, \text{доп}} = (i_K u_K)_{\text{доп}}. \quad (9.37)$$

Поскольку в уравнении (9.37) произведение $i_K u_K$ есть величина постоянная, на графике в системе коллекторных координат допустимая мощность потерь изображается гиперболой. Положение гиперболы допустимой мощности потерь (ГДМП) зависит от температуры транзистора в рабочем режиме (рис. 9.20). Объясняется это тем, что мощность, которую может рассеять транзистор (в виде тепла), уменьшается с повышением его температуры.

ГДМП накладывает ограничения на возможные места нахождения точки исходного режима усилителя и на возможные положения коллекторной динамической характеристики. Точка исходного режима должна находиться ниже ГДМП и только в предельном случае может быть на гиперболе (но не выше ее).

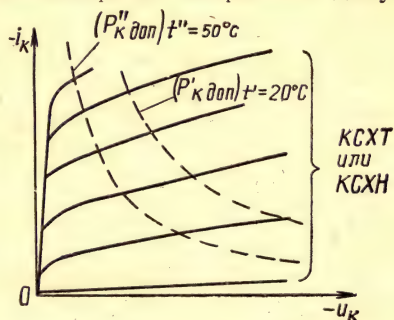


Рис. 9.20. Гиперболы допустимой мощности потерь на семействе КСХ при различной температуре транзистора ($P_{к.доп}^{t'} < P_{к.доп}^{t''}$)

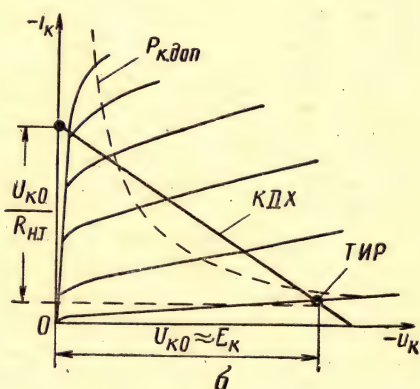
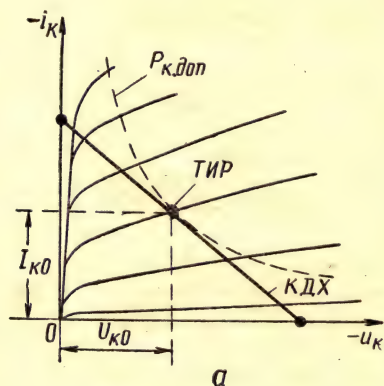


Рис. 9.21. Предельно допустимые положения КДХ:

а — в режиме класса А; б — в режиме класса В

Коллекторная динамическая характеристика усилителя, работающего в режиме класса А, не должна пересекать ГДМП (рис. 9.21, а).

Если усилитель работает в режиме класса В, то КДХ может пересекать ГДМП, но так, чтобы среднее значение мощности потерь за период усиливаемого сигнала не превышало $P_{к.доп}$ (рис. 9.21, б).

ГЛАВА X

ИМПУЛЬСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

§ 10.1. Общие сведения об импульсных усилителях

Импульсные усилители (ИУ) предназначены для усиления кратковременных видеоимпульсов или импульсных колебаний сложной формы, называемых видеосигналом. Поэтому очень часто их называют видеоусилителями.

Усиливаемые видеоимпульсы могут быть различной формы, однако при теоретических и экспериментальных исследованиях

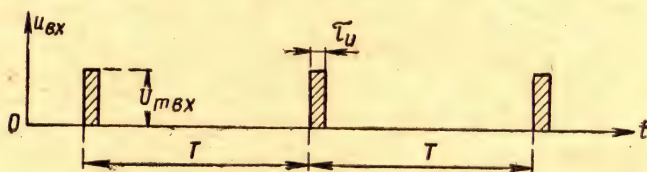


Рис. 10.1. Прямоугольные видеоимпульсы

импульсных усилителей ее предпочитают иметь прямоугольной (рис. 10.1). Объясняется это тем, что при таком исследовании наиболее просто выясняется способность усилителя реагировать на быстрые скачки (перепады) входного сигнала.

Если в результате теоретического анализа или практического испытания оказывается, что усилитель успешно справляется с усилением прямоугольных импульсов, он считается пригодным для усиления импульсов любой иной формы.

Длительность усиливаемых импульсов $\tau_{и}$ может быть от долей микросекунд до сотен микросекунд (иногда и больше). Частота повторения импульсов, как правило, бывает от десятков герц до десятков килогерц.

В качестве примера импульсных колебаний сложной формы можно привести телевизионный видеосигнал. В неполном виде он изображен на рис. 10.2. Из рисунка видно, что телевизионный видеосигнал представляет собой совокупность периодически повто-

ряющихся прямоугольных импульсов с непериодическими сигналами передаваемого изображения.

Важнейшее требование, предъявляемое к ИУ, заключается в сохранении формы усиливаемых сигналов. Для выполнения данного условия он должен обладать возможно меньшими частотными и фазовыми искажениями, т. е. должен быть широкополос-



Рис. 10.2. Часть телевизионного видеосигнала

ным. Однако на практике искажения формы выходных импульсов неизбежны.

На рис. 10.3 видны типичные искажения формы прямоугольных импульсов, которые характеризуются следующими величинами:

t_n — время нарастания выходного импульса от 0,1 до 0,9 амплитудного значения, это время называют длительностью переднего фронта импульса;

δ — величина первого выброса на вершине импульса;

ΔU — спад вершины импульса за время его длительности.

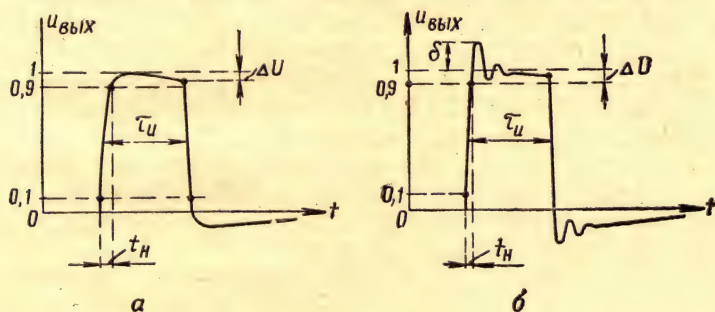


Рис. 10.3. Типичная форма импульсов на выходе импульсного усилителя:

а — при отсутствии частотной коррекции; б — при наличии высокочастотной коррекции

Необходимая полоса пропускания ИУ зависит от длительности усиливаемых импульсов, частоты их повторения и допустимых искажений формы. Обычно область средних частот бывает заключена в интервале от десятков или сотен герц до единиц мегагерц.

Получение столь широкой полосы пропускания импульсного усилителя представляет собой сложную техническую задачу. Для

ее решения принимают специальные меры. Они сводятся к коррекции частотных характеристик усилителя в области его верхних и нижних частот. Наличие элементов частотной коррекции типично для большинства ИУ. Только в отдельных случаях они не применяются. Тогда усилитель называют некорректированным.

Искажения формы усиливаемых импульсов можно оценивать по амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристикам усилителя. Для этого необходимо импульсный входной сигнал представить как сумму многочисленных гармонических составляющих, затем произвести оценку воздействия на усилитель каждой гармоники в отдельности и просуммировать полученные результаты. Эта процедура очень сложна даже при теоретическом анализе, а при экспериментальном исследовании просто невыполнима из-за большой трудности точного снятия фазо-частотной характеристики усилителя в широком интервале видеочастот.

Поскольку фазовые и частотные искажения обусловлены одними и теми же элементами схемы, между амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристиками любого усилителя всегда существует вполне определенная взаимная связь. Это обстоятельство позволяет в большинстве случаев ограничиваться только анализом частотных искажений и считать, что фазовые искажения пропорциональны им.

К сожалению, амплитудно-частотная характеристика усилителя только косвенно характеризует искажения формы усиливаемых импульсов. Объясняется это тем, что она лишена наглядности.

Поэтому усилительные свойства ИУ часто оценивают по его переходной характеристике, которая проста и очень наглядна. Общие сведения о переходных характеристиках импульсных усилителей приведены в § 1.3.

Дополнительно полезно отметить, что оценка переходных свойств усилителя при помощи единичного скачка напряжения производится только при теоретических расчетах. Если же осуществляется экспериментальное исследование усилителя, то на вход его обычно подают периодические прямоугольные импульсы напряжения, а форму выходных импульсов наблюдают на экране специального осциллографа с временным калибратором развертки.

Теоретические расчеты и эксперименты показывают, что между амплитудно-частотной характеристикой усилителя и его переходной характеристикой существует однозначная зависимость. Это обстоятельство используют для изучения свойств импульсных усилителей с двух различных точек зрения (частотной и временной). Поэтому при объяснении процессов в таких усилителях мы будем учитывать эту возможность.

Принципиальные схемы импульсных усилителей почти не отличаются от аналогичных схем усилителей гармонических сигналов. Они могут выполняться на транзисторе с общим эмиттером или с общей базой. В окончательном или промежуточном согла-

сующем каскаде многокаскадного ИУ применяется также включение транзистора с общим коллектором. На практике наибольшее применение получили усилительные каскады на транзисторах с общим эмиттером. Объясняется это причинами, указанными в предыдущих главах.

Поскольку импульсные усилители должны иметь очень широкую полосу пропускания, их основной схемой является реостатный каскад. Трансформаторные импульсные усилители встречаются значительно реже. Для них характерно применение специальных импульсных трансформаторов и ключевых режимов работы транзисторов.

§ 10.2. Частотный спектр видеопульсов

Из предыдущих глав известно, что результат воздействия на усилитель непрерывного синусоидального сигнала очень просто оценить методом графических построений или при помощи аналитического расчета.

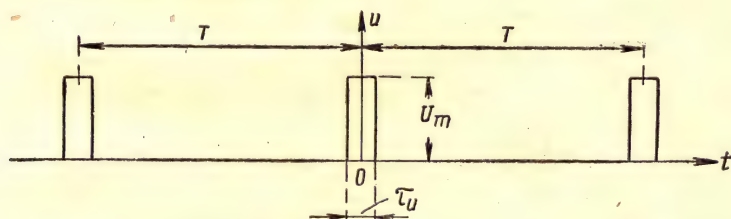


Рис. 10.4. Импульсное напряжение, симметричное относительно момента времени $t=0$

Простота графического и аналитического количественного анализа объясняется тем, что форма синусоидального колебания в процессе его линейного усиления сохраняется неизменной. Изменяется только амплитуда (обычно возрастает), и может произойти изменение начальной фазы. Поэтому бывает полезно представить импульсный сигнал в виде суммы его простейших составляющих, определяемых при помощи тригонометрического ряда Фурье.

Наиболее удобная запись ряда Фурье получается в том случае, когда за начало отсчета времени ($t=0$) принимается момент, совпадающий с серединой какого-либо импульса (рис. 10.4). При этом условии уравнение для импульсного напряжения получает следующий вид:

$$u = U_0 + U_{m1} \cdot \cos \omega_1 t + U_{m2} \cdot \cos 2\omega_1 t + U_{m3} \cdot \cos 3\omega_1 t + \dots (10.1)$$

Следовательно, периодическое импульсное напряжение можно представить как сумму постоянного напряжения U_0 и бесконечного числа косинусоидальных напряжений, имеющих частоты, кратные частоте повторения импульсов.

Совершенно очевидно, что среднее значение прямоугольного импульсного напряжения (его постоянная составляющая) определяется по формуле

$$U_0 = U_m \cdot \frac{\tau_n}{T} = \frac{U_m}{\sigma}, \quad (10.2)$$

где $\sigma = \frac{T}{\tau_n}$ — скважность импульсного напряжения.

Можно показать, что амплитуда любой n -й гармоники прямоугольных импульсов напряжения

$$U_{mn} = \frac{2U_m}{n\pi} \cdot \sin \frac{n\pi}{\sigma}, \quad (10.3)$$

где $n=1, 2, 3, 4, \dots$ — номер соответствующей гармоники.

Совокупность всех гармонических составляющих импульсного сигнала составляет его частотный спектр.

Известно, что синус малого угла практически равен этому углу (в радианах). Поэтому при большой скважности импульсного напряжения амплитуду его первой гармоники можно определить по приближенной формуле

$$U_{m1} \approx \frac{2U_m}{\sigma}. \quad (10.4)$$

Легко понять, что амплитуда второй гармоники U_{m2} получается лишь немного меньше U_{m1} , а амплитуда третьей гармоники U_{m3} немного меньше U_{m2} и т. д. У гармоники, номер которой равен скважности ($n=\tau$), амплитуда оказывается равной нулю. Это означает, что физически такой гармоники в частотном спектре нет. Она существует в нем только формально.

Нулевые амплитуды получаются также у тех высших гармоник, номера которых кратны скважности импульсов, т. е. при $n=2\sigma, n=3\sigma, n=4\sigma, n=5\sigma$ и т. д. Следовательно, и этих гармоник в частотном спектре прямоугольных импульсов фактически не существует.

Амплитуды остальных гармоник можно определить, только пользуясь уравнением (10.3). В результате расчета получается диаграмма частотного спектра прямоугольных видеоимпульсов, приведенная на рис. 10.5.

Она изображается в виде бесчисленного количества групп спектральных линий. Длина спектральной линии и ее место на частотной оси соответствуют амплитуде и частоте определенной гармоники.

В каждой группе частотного спектра число гармоник равно скважности видеоимпульсов. Это легко показать, разделив частоту f_σ на f_1 :

$$\frac{f_\sigma}{f_1} = \frac{T}{\tau_n} = \sigma.$$

Если спектральные линии отложены вниз от оси частот, данные гармоники при $t=0$ имеют максимальную отрицательную величину. Сказанное поясняется рис. 10.6, а, где показаны постоянная составляющая и первые десять гармоник, соответствующие импульсному прямоугольному напряжению со скважностью $\sigma=5$. Такая скважность считается очень небольшой.

На рис. 10.6, б показано последовательное графическое суммирование этих составляющих. Очевидно, что добавление последующих гармоник улучшает форму результирующего напряжения, приближая ее к прямоугольной. Но чем выше номер гармоники,

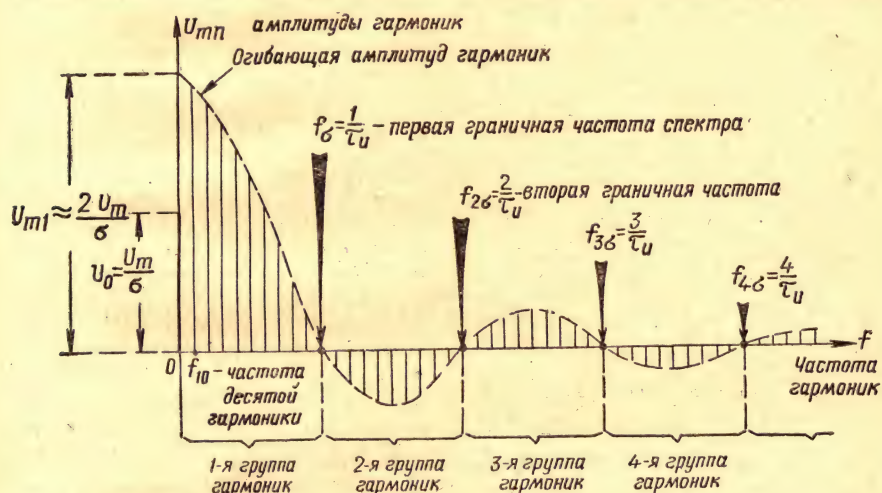


Рис. 10.5. Диаграмма частотного спектра периодических прямоугольных видеоимпульсов с большой скважностью ($\sigma=100$)

тем меньше ее амплитуда и тем слабее она влияет на улучшение формы результирующих импульсов. Полезно заметить, что добавление высших гармонических составляющих приводит к повышению крутизны фронтов импульсов и улучшению их вершины. Можно показать, что роль высших гармоник частотного спектра повышается при увеличении скважности импульсов.

Из сказанного можно сделать выводы.

1. Частотный спектр прямоугольных видеоимпульсов является дискретным. Он бесконечен в области верхних частот. Низшая частота спектра (частота его первой гармоники) равна частоте повторения импульсов.

2. Убывание амплитуд гармонических составляющих происходит не монотонно, а по колебательному закону. Поэтому фазы гармоник двух соседних групп отличаются на 180° .

3. Значение каждой группы гармоник частотного спектра импульсного сигнала можно оценивать по площади, охватываемой огибающей амплитуд.

4. Практически можно считать, что основная доля энергии импульсного сигнала заключена в первых двух группах гармоник. Это обстоятельство может служить критерием для выбора минимально необходимой полосы пропускания импульсного усилителя. Она должна быть тем шире, чем меньше длительность усиливаемых видеоимпульсов.

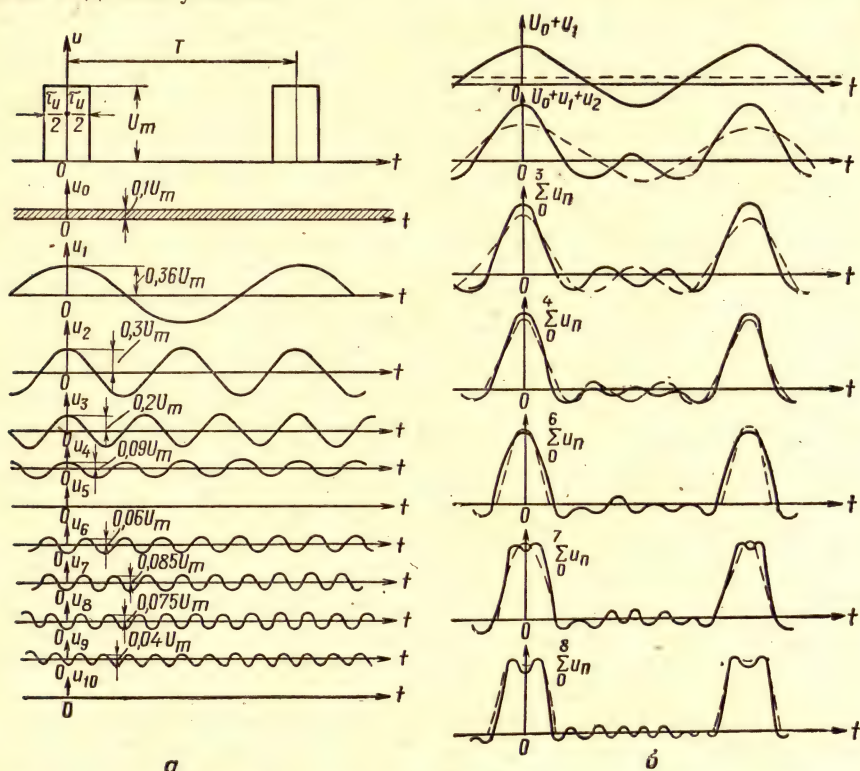


Рис. 10.6. Разложение импульсного напряжения на гармонические составляющие при $\sigma=5$:

a — импульсы прямоугольной формы, их постоянная составляющая и первые десять гармоник; b — последовательное суммирование составляющих

5. Нижняя граничная частота импульсного усилителя $f_{н.г}$ должна быть несколько меньше частоты повторения усиливаемых импульсов. Иногда (обычно при усилении импульсов очень малой длительности) частоту $f_{н.г}$ допустимо иметь равной частоте повторения импульсов.

§ 10.3. Взаимная связь между амплитудно-частотной и переходной характеристиками усилителя

Выше было указано, что между амплитудно-частотной характеристикой усилителя и его переходной характеристикой сущест-

ует однозначная зависимость. Она строго доказывается с помощью сложного математического аппарата. Поэтому, не вдаваясь подробно в количественный анализ данного вопроса, поясним кратко качественную связь между этими основными характеристиками любого усилителя. Будем при этом полагать, что транзистор считается безынерционным прибором.

Если форма амплитудно-частотной характеристики усилителя имеет вид, показанный на рис. 5.16 (ее можно считать типичной для некорректированных реостатных усилителей), то ей соответствует форма переходной характеристики, показанная на рис. 1.5, б.

Взаимная зависимость между ними сводится к двум основным моментам. При расширении полосы пропускания усилителя в область верхних частот, т. е. при повышении граничной частоты усилителя $f_{в.г.}$, происходит уменьшение времени нарастания переходной характеристики.

При расширении полосы пропускания усилителя в область нижних частот, т. е. при понижении граничной частоты усилителя $f_{н.г.}$, происходит уменьшение величины спада плоской части переходной характеристики.

Можно показать, что

$$t_n = \frac{0,35}{f_{в.г.}}. \quad (10.5)$$

Отсюда требуемое значение верхней граничной частоты усилителя равно

$$f_{в.г.} = \frac{0,35}{t_n}. \quad (10.6)$$

На практике обычно стараются получить

$$t_n \leq (0,1 \div 0,2) \tau_n. \quad (10.7)$$

Величина относительного спада плоской части переходной характеристики (в процентах от начальной величины) за время длительности усиливаемого импульса получается равной

$$\Delta U \% = 628 f_{н.г.} \tau_n. \quad (10.8)$$

Откуда требуемое значение нижней граничной частоты усилителя равно

$$f_{н.г.} = \frac{\Delta U \%}{628 \tau_n}. \quad (10.9)$$

Допускаемая величина спада ΔU обычно бывает порядка единиц процентов от установившегося значения выходного напряжения усилителя, под которым понимают величину, равную произведению скачка входного напряжения на коэффициент усиления в области средних частот.

Если форма амплитудно-частотной характеристики усилителя имеет вид, показанный на рис. 10.7 (ее можно считать типичной

для усилителей с высокочастотной коррекцией), ей соответствует форма переходной характеристики, показанная на рис. 1.5, в. У нее наблюдаются высокочастотные колебания в начале переходного процесса. Что же касается спада плоской части переходной характеристики, то его величина пропорциональна нижней граничной частоте усилителя $f_{н.г.}$. Уравнения (10.6) и (10.9) с достаточной степенью точности верны при любой форме частотной характеристики усилителя.

Если транзистор нельзя считать безынерционным прибором, то следует знать, что с амплитудно-частотной характеристикой усилителя связано также время запаздывания переходной характери-

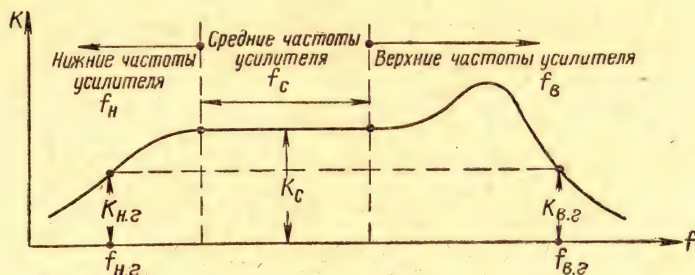


Рис. 10.7. Типичная амплитудно-частотная характеристика импульсного усилителя с высокочастотной коррекцией

стики $t_{зап.}$ Общая тенденция здесь такая: с увеличением предельной частоты усиления по току транзистора f_a происходит расширение полосы пропускания усилителя в область верхних частот и уменьшение времени запаздывания выходного сигнала $t_{зап.}$

Можно показать, что в усилителе на диффузионно-сплавном транзисторе с общим эмиттером или с общей базой

$$t_{зап.} \approx \frac{1}{10\pi f_a}. \quad (10.10)$$

Физически запаздывание выходного сигнала является следствием времени пробега инжектированных носителей зарядов сквозь базу транзистора.

Поскольку у современных диффузионно-сплавных (т. е. дрейфовых) транзисторов частота f_a бывает равна десяткам мегагерц, то при использовании их в импульсных усилителях время запаздывания сигнала получается порядка десятых долей наносекунды*. В большинстве практических случаев столь малым временем запаздывания можно пренебречь.

* Одна наносекунда равна тысячной доли микросекунды (1 нсек = 0,001 мсек).

Если в усилителе применяется сплавной (т. е. бездрейфовый) транзистор, время запаздывания определяется по формуле

$$t_{\text{зап}} \approx \frac{1}{2\pi f_{\alpha}}. \quad (10.11)$$

У сплавных импульсных транзисторов частота f_{α} бывает 1—5 Мгц. Для таких транзисторов время $t_{\text{зап}}$ получается порядками долей микросекунды. С таким временем запаздывания сигнала уже приходится считаться. Время запаздывания сигнала в усилителе часто называют временем его задержки.

§ 10.4. Некорректированный импульсный усилитель

Современные плоскостные транзисторы позволяют иногда использовать для усиления импульсных сигналов очень простые схемы усилителей. Одна из таких схем на транзисторе $p-n-p$ с общим эмиттером изображена на рис. 10.8. Она выполнена с фикси-

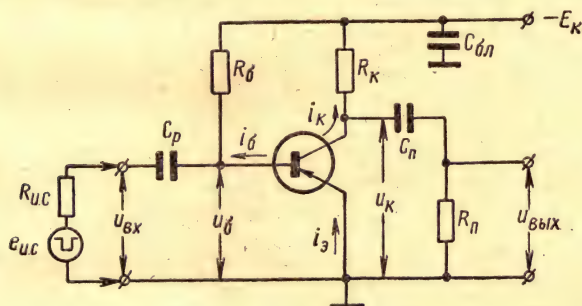


Рис. 10.8. Схема некорректированного импульсного усилителя на транзисторе $p-n-p$ с общим эмиттером

рованным током смещения и не содержит элементов частотной коррекции. В ней нет также элементов температурной стабилизации исходного режима транзистора.

Подобные схемы применяют в аппаратуре со стабильной рабочей температурой, позволяющей иметь на выходе усилителя значительное время нарастания прямоугольных импульсов (порядка половины микросекунды).

Основная проблема расчета схемы некорректированного усилителя сводится к выбору подходящего типа транзистора и требуемой величины сопротивления R_k . Затем выбирается исходный режим усилителя. Он зависит от полярности и амплитуды усиливаемых видеосигналов.

При выборе транзистора можно руководствоваться довольно простым критерием. Его предельная частота усиления по току

должна быть в несколько раз больше необходимой верхней граничной частоты усилителя.

Необходимая частота $f_{в.г}$ определяется по формуле (10.6). Опыт показывает, что в настоящее время для простых импульсных усилителей больше всего подходят диффузионно-сплавные транзисторы с малой емкостью коллекторного перехода.

Выбор сопротивления R_K производится в основном из двух противоречивых требований, предъявляемых к импульсному усилителю. С одной стороны, необходимо получить максимально возможное усиление, а с другой — требуется иметь достаточно широкую полосу пропускания. Для выполнения первого условия же-

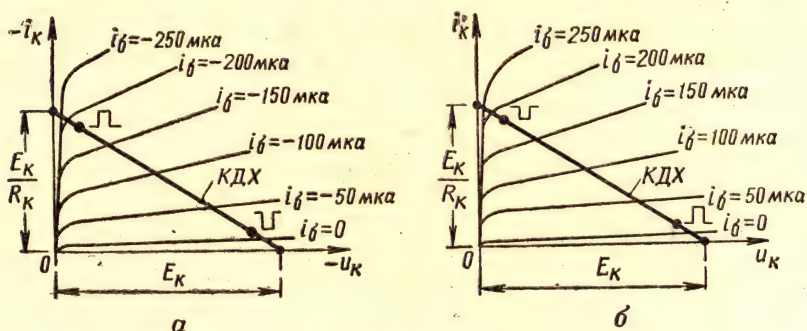


Рис. 10.9. Выбор точки исходного режима импульсного усилителя в зависимости от полярности входного сигнала:

а — для транзистора *p-n-p*; б — для транзистора *n-p-n*

лательно увеличивать сопротивление R_K , а для выполнения второго условия требуется его уменьшать.

Существенную роль при выборе величины R_K играет входное сопротивление следующего каскада, которое для переменных составляющих коллекторного тока включено параллельно с сопротивлением R_K . Приходится учитывать и внутреннее сопротивление источника входного сигнала $R_{и.с}$, так как от его величины зависит режим работы входной цепи усилителя. Параметры выбранного транзистора также оказывают заметное влияние на требуемую величину сопротивления R_K .

В результате всего этого расчетная формула для R_K получается очень сложной и неточной. Поэтому на практике при проектировании импульсных усилителей сопротивление R_K довольно часто определяют экспериментально. Его величина обычно бывает 500—3000 ом.

После выбора сопротивления R_K необходимо выбрать требуемый исходный режим усилителя. Для этой цели на семействе КСХТ выбранного транзистора строят КДХ и определяют необходимую величину тока покоя базы $I_{б.п}$. Ток $I_{б.п}$ выбирается в зависимости от полярности и амплитуды усиливаемых импульсов (рис. 10.9).

Если усилитель выполнен на транзисторе $p-n-p$ с общим эмитером и предназначен для усиления положительных видеоимпульсов, то точку исходного режима необходимо иметь в верхней части КДХ (рис. 10.9, а). Для этого надо выбрать сопротивление R_6 небольшой величины. Это невыгодно не только по энергетическим соображениям, но и потому, что при уменьшении R_6 уменьшается входное сопротивление усилителя, вследствие чего может произойти понижение усиления предыдущего каскада.

Поэтому стараются применять по возможности большую величину данного сопротивления. Однако при значительной амплитуде положительных входных импульсов сопротивление R_6 все же не может быть выбрано очень большим.

При отрицательной полярности усиливаемых видеоимпульсов точку исходного режима необходимо иметь в нижней части КДХ. В этом случае сопротивление R_6 должно быть большим.

Расчет сопротивления R_6 производят по формуле

$$R_6 = \frac{E_k}{I_{6,п}}, \quad (10.12)$$

где $I_{6,п}$ — начальная величина тока базы в исходном режиме транзистора, т. е. ток покоя.

Если усилитель выполнен на транзисторе $n-p-n$ с общим эмитером, то в зависимости от полярности входных импульсов точка исходного режима выбирается так, как это показано на рис. 10.9, б.

Из сказанного следует, что для усиления отрицательных видеоимпульсов энергетически выгоднее применять транзисторы $p-n-p$, а для усиления положительных видеоимпульсов — транзисторы $n-p-n$.

Рассмотрим физические процессы в некорректированном усилителе на сплавном транзисторе $p-n-p$ (рис. 10.8), полагая, что он используется для усиления прямоугольных импульсов отрицательной полярности. Графики, иллюстрирующие процессы, происходящие в усилителе, изображены на рис. 10.10.

В исходном режиме (до момента t_1) транзистор практически заперт, так как из-за большого сопротивления R_6 напряжение u_6 близко к нулю. В цепях эмиттера, коллектора и базы протекают очень небольшие начальные токи покоя $I_{э,п}$, $I_{к,п}$ и $I_{б,п}$. На коллекторе транзистора в режиме покоя действует напряжение $U_{к,п}$, близкое к напряжению E_k .

В момент t_1 на эмиттерный переход транзистора скачком подается прямое напряжение $u_6 = u_{вх}$ и инжекция дырок из эмиттера в базу мгновенно возрастает.

По этой причине происходит резкое увеличение тока $i_э$. Однако в этот момент ток коллектора еще не изменяется, так как инжектированные в базу носители положительных зарядов не сразу достигают коллекторного перехода. Требуется определенное время, чтобы инжектированные дырки прошли сквозь базу. Пока это время не истекло, происходит процесс втягивания большого коли-

чества электронов в базу из внешней цепи. Он происходит в основном через вывод базы, так как в коллекторе электронов очень мало. Поэтому в момент t_1 ток базы возрастает почти в та-

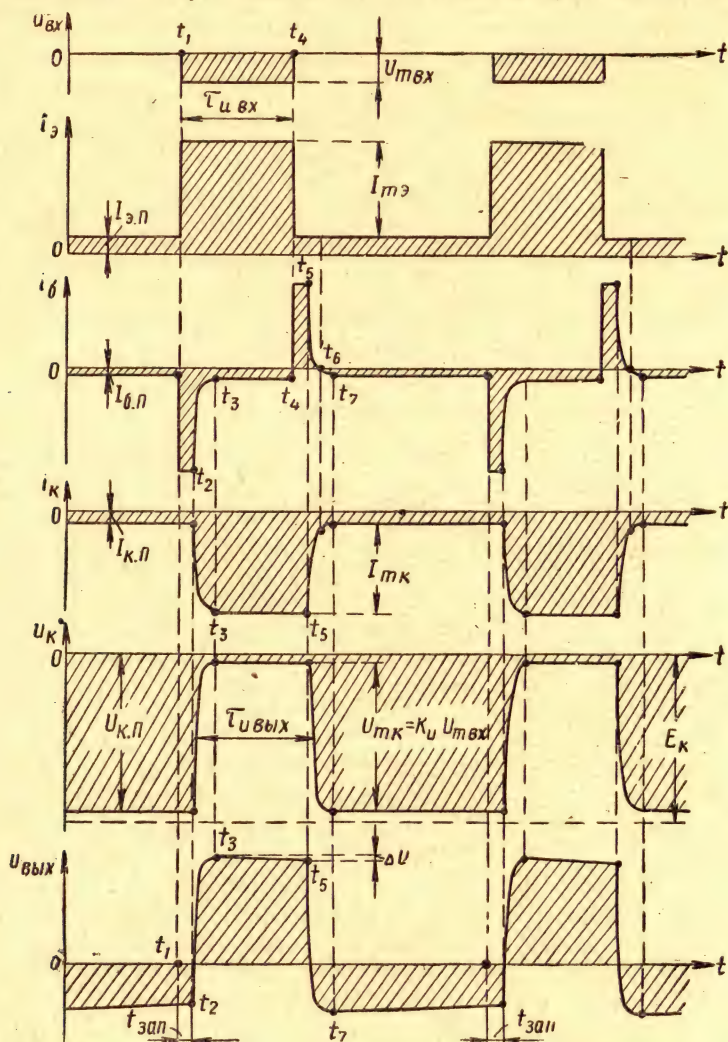


Рис. 10.10. Процесс усиления прямоугольных видеоимпульсов в транзисторном усилителе без коррекции

кой же степени, как и ток эмиттера, потому что база все время должна оставаться нейтральной. Процесс накопления парных неравновесных носителей в базе происходит до момента t_2 .

Промежуток времени от момента t_1 до момента t_2 зависит от ширины базы и подвижности инжектированных носителей. Он

называется временем прохождения базы (см. § 5.5) или временем запаздывания сигнала. Для сплавного транзистора это время рассчитывается по формуле (10.11).

Для импульсных усилителей стараются применять транзисторы с возможно меньшей шириной базы.

В момент t_2 инжектированные дырки начинают подходить к коллекторному переходу и перебрасываются его электрическим полем в область коллектора. Поэтому ток i_k постепенно возрастает, а ток i_b в такой же степени уменьшается. Закон плавного изменения этих токов похож на экспоненциальный. Объясняется это тем, что инжектированные дырки движутся сквозь базу сплавного транзистора по законам диффузии. Следовательно, их скорости и пути различны. В точном соответствии с изменениями тока i_k происходит изменение напряжения на коллекторе.

В момент t_3 переходный процесс в транзисторе заканчивается. Токи коллектора и базы становятся постоянными.

В момент t_4 прекращается инжекция дырок в базу и ток эмиттера мгновенно падает до исходного значения. На такую же величину скачком изменяется ток базы. Его направление становится противоположным. Ток коллектора и почти равный ему ток базы остаются неизменными до тех пор, пока происходит процесс ухода основного количества неравновесных носителей зарядов из базы. При этом дырки уходят в коллектор, а электроны — через вывод базы.

В момент t_5 начинается быстрое уменьшение оставшихся в базе неравновесных носителей зарядов и оба тока одновременно уменьшаются. Напряжение на коллекторе возрастает, приближаясь к напряжению E_k . Амплитуда импульса напряжения на коллекторе транзистора получается в десятки раз больше, чем на входе усилителя.

В момент t_6 ток базы равен нулю, а ток коллектора — току эмиттера.

С момента t_7 усилитель снова находится в режиме покоя.

Из приведенного качественного объяснения физических процессов, происходящих в импульсном усилителе, видно, что при его точном количественном анализе необходимо учитывать эффект накопления и рассасывания неравновесных носителей зарядов в базе транзистора. Ввиду экспоненциального характера этих процессов они могут учитываться на расчетной эквивалентной схеме усилителя емкостями эмиттерного и коллекторного переходов.

§ 10.5. Импульсные усилители с высокочастотной коррекцией

Основной недостаток предыдущей схемы импульсного усилителя заключается в том, что для достижения широкой полосы пропускания в области верхних частот (с целью получения кратковременных фронтов выходных импульсов) сопротивление коллекторной нагрузки должно быть малым. При этом коэффициент

усиления каскада по напряжению оказывается небольшим (порядка 10—30).

Для получения большего усиления при наличии той же полосы пропускания или для расширения полосы пропускания при неизменном усилении в импульсных усилителях применяются различные виды частотной коррекции.

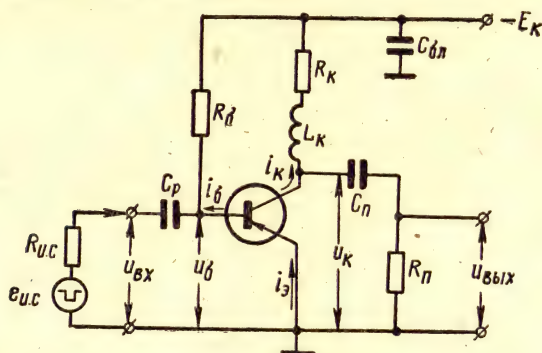


Рис. 10.11. Схема импульсного усилителя с высокочастотной коррекцией.

Наиболее простая схема импульсного усилителя с высокочастотной коррекцией изображена на рис. 10.11. Она представляет собой реостатный каскад на транзисторе с общим эмиттером, в котором последовательно с сопротивлением R_k включена небольшая индуктивность L_k (от единиц до сотен микрогенри).

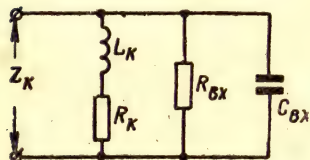


Рис. 10.12. Коллекторная нагрузка транзистора в области верхних частот усилителя при условии, что $R_{вх} \ll R_{п}$.

Индуктивное сопротивление катушки L_k для нижних и средних частот усиляемого сигнала очень мало, и поэтому на этих частотах ее роль незаметна. Но для верхних частот сигнала (т.е. для его высших гармоник) катушка L_k играет существенную роль. Объясняется это тем, что в схеме, изображенной на рис. 10.11, коллекторная нагрузка транзистора представляет собой параллельный колебательный контур (рис. 10.12).

Ввиду небольшой емкости $C_{вх}$ и очень малой индуктивности L_k частота настройки этого контура достаточно высока. Поэтому на средних частотах усилителя коллекторная нагрузка транзистора состоит из параллельно соединенных активных сопротивлений R_k и $R_{вх}$ (при условии, что $R_{п} \gg R_{вх}$). На резонансной частоте контура $Z_k \approx R_{вх}$ и только для частот более высоких $Z_k < R_{вх}$.

Таким образом, зависимость величины сопротивления Z_k от частоты в усилителе с корректирующей индуктивностью L_k получается более равномерная, чем в некорректированном усилителе.

Этим обстоятельством и объясняется расширение полосы пропускания усилителя до более высоких частот и как следствие этого — укорочение длительности фронтов выходных импульсов.

Применительно к усилению прямоугольных видеопульсов физическая сущность параллельной высокочастотной коррекции состоит в том, что катушка L_K задерживает во времени процесс изменения тока, протекающего через сопротивление R_K . Благодаря этому в моменты быстрых перепадов входного сигнала емкость $C_{вх}$ заряжается (или разряжается) током большей величины, чем без катушки L_K , и напряжение на ней изменяется более резко.

Математический анализ и эксперименты показывают, что за счет применения корректирующей индуктивности L_K можно сократить длительность фронтов выходных видеопульсов на десятки процентов по сравнению с их длительностью в некорректированном усилителе.

Несмотря на это, рассмотренная схема частотной коррекции применяется редко. Объясняется это различными причинами. Одна из них заключается в том, что после теоретического расчета элементов схемы требуется еще тщательное экспериментальное наладивание усилителя, так как он оказывается очень критичен к параметрам транзисторов, имеющих значительный разброс, и к параметрам катушки индуктивности L_K . Кроме того, в схеме данного усилителя приходится дополнительно применять температурную стабилизацию исходного режима, ибо без нее свойства усилителя нестабильны.

Ввиду этих основных причин более широкое распространение получили схемы импульсных усилителей с отрицательной обратной связью. Отрицательная обратная связь может охватывать один или несколько усилительных каскадов. В однокаскадном усилителе наиболее часто применяется инерционная ООС по эмиттерному току.

Эмиттерная ИООС расширяет полосу пропускания усилителя в области верхних частот, резко увеличивает его входное сопротивление на средних и нижних частотах, обеспечивает (полностью или частично) температурную стабилизацию исходного режима, уменьшает нелинейные искажения, делает схему не критичной к выбору транзистора и других элементов. Все эти положительные качества усилителя достигаются за счет некоторого снижения усиления.

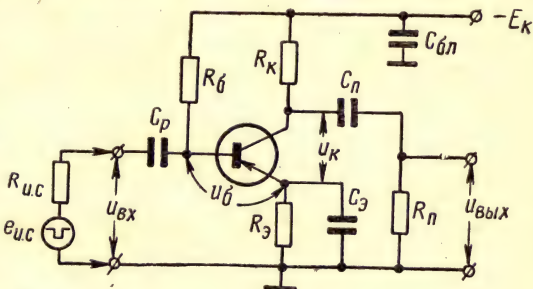


Рис. 10.13. Схема импульсного усилителя с эмиттерной инерционной отрицательной обратной связью

Простейшая схема импульсного усилителя с эмиттерной ИООС приведена на рис. 10.13. Ее отличие от схемы, изображенной на рис. 6.19, состоит в меньшей величине емкости конденсатора $C_э$. Обычно она бывает порядка сотен пикофард, поэтому наличие конденсатора $C_э$ сказывается только во время передачи фронтов усиливаемых импульсов.

В самом начале переднего и заднего фронтов импульса конденсатор $C_э$ замыкает накоротко сопротивление $R_э$ и весь пере-

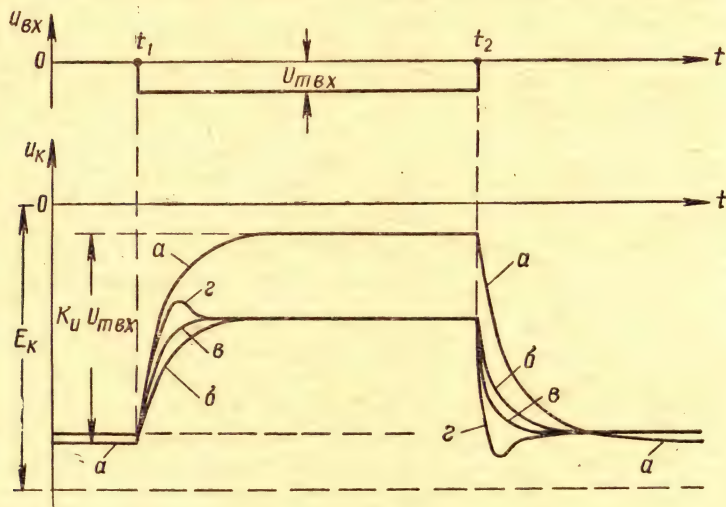


Рис. 10.14. Напряжение на коллекторе транзистора в импульсном усилителе:

а — без обратной связи ($R_э = 0$); *б* — с эмиттерной БООС ($C_э = 0$); *в* — с эмиттерной ИООС при малой емкости $C_э$; *г* — с эмиттерной ИООС при значительной емкости $C_э$ (в случаях *б*, *в* и *г* сопротивление $R_э$ одинаковое)

пад входного сигнала (если он мгновенный) подводится непосредственно к транзистору. По этой причине возрастание или уменьшение инжекции неравновесных носителей происходит более резко, чем без конденсатора $C_э$.

Совершенно очевидно, что свойства усилителя сильно зависят от выбора величин $R_э$ и $C_э$. На рис. 10.14 показано влияние величины емкости эмиттерной ячейки усилителя на форму коллекторного импульса при неизменном сопротивлении $R_э$.

Если емкость конденсатора $C_э$ бесконечно велика, то в усилителе нет отрицательной обратной связи для полезного сигнала, так как в любой области его частотного спектра сопротивление $R_э$ практически замкнуто накоротко. Поэтому график усиленного прямоугольного импульса на коллекторе транзистора имеет вид, показанный на рис. 10.14, *а*. Он такой же, как в схеме некорректированного усилителя, изображенной на рис. 10.8.

В этом случае на сопротивлении R_3 создается напряжение ООС только по постоянному току эмиттера и оно выполняет роль температурного стабилизатора (см. § 6.6).

Если конденсатор C_3 не поставлен вообще, т. е. выбран вариант схемы с емкостью $C_3=0$ (рис. 6.24), в усилителе действует безынерционная ООС. Она уменьшает амплитуду выходного импульса и крутизну его фронтов (рис. 10.14, б). Длительность фронтов также уменьшается. Однако сокращение длительности фронтов происходит в меньшей степени, чем уменьшение коэффициента усиления усилителя.

Если при неизменной величине сопротивления R_3 , установленного порядка сотен ом, увеличивать емкость C_3 (примерно до тысячи пикофарад), то будет наблюдаться постепенное возрастание крутизны фронтов импульса, т. е. уменьшение их длительности. Поэтому форма напряжения на коллекторе транзистора становится более прямоугольной (рис. 10.14, в).

Происходит это вследствие того, что конденсатор C_3 небольшой емкости устраняет обратную связь для высших гармоник частотного спектра импульсного сигнала, но сохраняет ее для области его средних и нижних частот. По этой причине нарастание фронтов импульса начинается при отсутствии обратной связи.

Физически это объясняется тем, что напряжение на конденсаторе не может изменяться мгновенно. Все это означает, что из-за наличия сравнительно малой емкости C_3 отрицательная обратная связь в усилителе начинает действовать с небольшим временным запаздыванием. Когда это время истекает, фронт импульса оказывается уже сформирован.

При емкости C_3 в несколько тысяч пикофарад обратная связь вступает в действие с очень большим запаздыванием и напряжение на коллекторе успевает измениться на величину, большую, чем амплитуда импульса (рис. 10.14, г). В этом случае на вершине импульса появляются характерный выброс или быстро затухающие колебания. Аналогичные явления имеют место и в процессе формирования заднего фронта импульса.

От величины сопротивления R_3 в основном зависит коэффициент усиления каскада. Он равен отношению амплитуды выходного импульса к амплитуде входного импульса. Это отношение определяется в установившемся режиме, т. е. после окончания процесса формирования переднего фронта. Чем больше R_3 , тем меньше амплитуда выходного импульса и тем меньше крутизна его фронтов. При большей величине сопротивления R_3 получают более стабильные параметры усилителя и его можно использовать в условиях широкого изменения температуры окружающей среды.

На практике бывают случаи, когда выбранное небольшое сопротивление R_3 не обеспечивает требуемой температурной стабильности исходного режима усилителя. Тогда применяют схемы импульсных усилителей, изображенные на рис. 10.15.

В этих схемах конденсатор C_1 имеет большую емкость (единицы микрофард), а сопротивление R_1 бывает порядка нескольких тысяч ом. Поэтому ООС для основных гармонических составляющих импульсного сигнала создается только на сопротивлении R_3 , а ООС для постоянного тока эмиттера получается на суммарном сопротивлении $R_3 + R_1$.

Основной недостаток данных схем заключается в малом усилении низших гармоник импульсных сигналов. Объясняется это увеличенной обратной связью на низких частотах, которая соз-

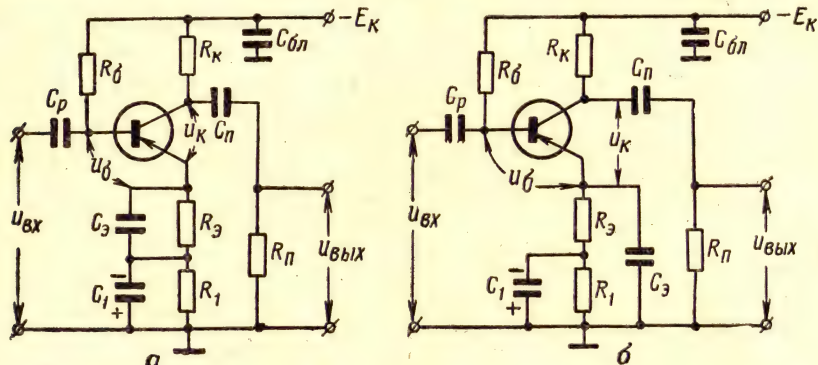


Рис. 10.15. Варианты схем импульсных усилителей с повышенной температурной стабильностью исходного режима

дается для них на обоих сопротивлениях. Борьбаться с этими явлениями значительным увеличением емкости C_3 не легко, так как электролитические конденсаторы очень большой емкости имеют малое сопротивление утечки и большие габариты.

Указанный недостаток приведенных схем может оказаться существенным в случаях очень низкой частоты повторения усиливаемых импульсов (единицы герц), при значительной их длительности $\tau_{и}$ (сотни микросекунд), а также при усилении телевизионного видеосигнала.

§ 10.6. Импульсные усилители с низкочастотной коррекцией

Если в рассмотренных импульсных усилителях нижняя граничная частота полосы пропускания $f_{н.г}$ оказывается недостаточно малой, то их схемы дополняют элементами низкочастотной коррекции.

Применим эту коррекцию в простейшем усилителе на транзисторе $n-p-n$. Тогда получится схема, изображенная на рис. 10.16. Из нее видно, что последовательно с коллекторным сопротивлением $R_κ$ включен RC -фильтр. Он состоит из сопротивления $R_{к.ф}$ и конденсатора $C_{к.ф}$. Для переменных составляющих коллекторного тока (т. е. для гармоник импульсного сигнала) они соединены параллельно.

Схема корректирующего фильтра одинакова со схемой развязывающей цепи $R_{\phi}C_{\phi}$ (см. § 8.3). Однако элементы фильтра $R_{\kappa. \phi}C_{\kappa. \phi}$ выбирают из других условий. Так, например, емкость конденсатора развязки C_{ϕ} стараются иметь как можно большую. Причиной ее ограничения бывают только допустимые габариты конденсатора. Емкость корректирующего фильтра $C_{\kappa. \phi}$ надо выбирать вполне определенной, так как от ее величины зависит результат коррекции частотной характеристики усилителя в области его нижних частот. Идея низкочастотной коррекции состоит в том, что фильтр $R_{\kappa. \phi}C_{\kappa. \phi}$ обеспечивает увеличение сопротивления коллекторной нагрузки транзистора с понижением частоты усиливаемых колебаний (рис. 10.17).

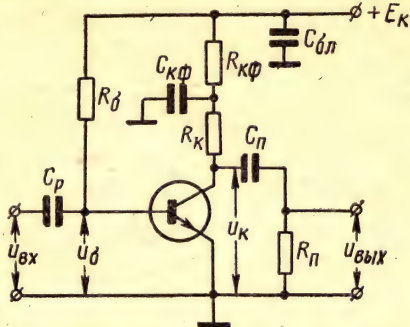


Рис. 10.16. Схема импульсного усилителя с низкочастотной коррекцией

Применительно к процессу усиления прямоугольного отрицательного импульса это означает, что по мере прохождения его вершины через усилитель потенциал коллектора не остается постоянным, а экспоненциально возрастает (рис. 10.18, а).

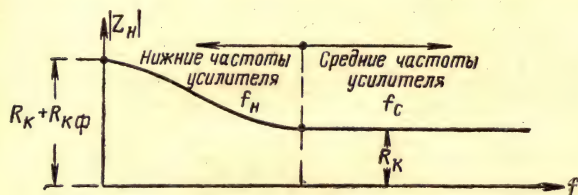


Рис. 10.17. Зависимость сопротивления коллекторной нагрузки транзистора от частоты в усилителе с низкочастотной коррекцией при условии, что $R_{\pi} \gg R_{\kappa}$ и $R_{вх} \gg R_{\kappa}$

Объясняется это тем, что из-за возросшего сопротивления транзистора конденсатор $C_{\kappa. \phi}$ медленно подзаряжается. Результатом данного процесса является повышение потенциала его правой обкладки и, следовательно, коллектора транзистора.

Если на вход усилителя подается положительный прямоугольный импульс (рис. 10.18, б), то на время его действия сопротивление транзистора $n-p-n$ уменьшается. В этом случае конденсатор $C_{\kappa. \phi}$ медленно разряжается и потенциал его правой обкладки экспоненциально понижается. Одновременно понижается и потенциал коллектора.

В обоих случаях на выходе переходной цепи усилителя можно получить импульс с вершиной без заметного спада, более того, вершина выходного импульса может быть получена даже с небольшим подъемом. Такой режим называют перекоррекцией. Он применяется иногда в многокаскадных усилителях.

Теоретически и экспериментально доказывается, что коррекция вершины выходного импульса в одиночном каскаде получается наилучшей тогда, когда при $R_{к.ф} = (2 \div 5) R_{к.ф}$ выбирают

$$C_{к.ф} = \frac{C_{п} R_{п}}{R_{к.ф}}. \quad (10.13)$$

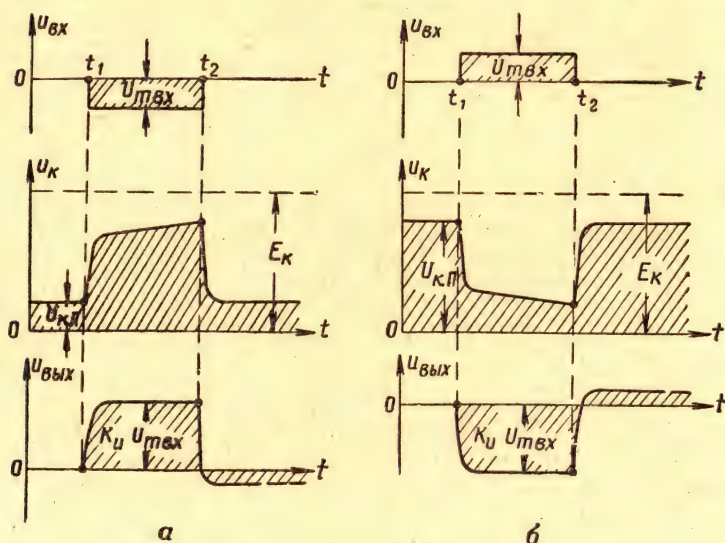


Рис. 10.18. Форма коллекторного и выходного импульса в усилителе на транзисторе $n-p-n$ с низкочастотной коррекцией при наличии большой скважности

Если условие (10.13) выполнено, относительный спад вершины выходного импульса получается очень небольшим. Его можно определять в процентах от амплитуды импульса по формуле

$$\Delta U\% = 50 \cdot \frac{R_{к.ф}}{R_{к.ф}} \left(\frac{\tau_{и}}{C_{п} R_{п}} \right)^2. \quad (10.14)$$

Отсюда видно, что сопротивление $R_{к.ф}$ выгодно увеличивать. Однако следует иметь в виду, что при этом придется увеличивать и напряжение $E_{к.ф}$. Ориентировочно можно считать верхним пределом $R_{к.ф. макс} = 10 R_{к.ф}$.

Нижняя граничная частота усилителя с корректирующим фильтром определяется его параметрами и постоянной времени переходной цепи. Если условие (10.13) выполнено, то

$$f_{н.г} = \frac{1}{2\pi C_{п} R_{п}} \cdot \frac{R_{к.ф}}{R_{к.ф}}. \quad (10.15)$$

Таким образом, в импульсном усилителе с низкочастотным корректирующим фильтром нижняя граничная частота полосы пропускания может быть очень мала.

ОГЛАВЛЕНИЕ

| | Стр. |
|--|------|
| Принятые сокращения | 3 |
| Предисловие | 4 |
| Глава I. Общие сведения о транзисторных усилителях | 5 |
| § 1.1. Обобщенная схема усилительного каскада | — |
| § 1.2. Классификация транзисторных усилителей | 7 |
| § 1.3. Основные показатели транзисторного усилителя | 8 |
| Глава II. Электронно-дырочные переходы | 15 |
| § 2.1. Кристаллическая решетка и собственная проводимость четырехвалентного полупроводника | — |
| § 2.2. Полупроводники n -типа и p -типа | 21 |
| § 2.3. Понятие об электронно-дырочном переходе | 25 |
| § 2.4. Потенциальный барьер n - p -перехода | 26 |
| § 2.5. Прямой и обратный ток n - p -перехода | 30 |
| § 2.6. Вольтамперная характеристика n - p -перехода | 33 |
| § 2.7. Емкость n - p -перехода | 35 |
| Глава III. Плоскостные транзисторы | 37 |
| § 3.1. Устройство плоскостного транзистора | — |
| § 3.2. Типичные конструкции плоскостных транзисторов | 38 |
| § 3.3. Физические процессы в транзисторе при статическом режиме его работы | 41 |
| § 3.4. Статические характеристики транзистора с общей базой | 49 |
| § 3.5. Статические характеристики транзистора с общим эмиттером | 52 |
| Глава IV. Системы малосигнальных статических параметров транзистора | 58 |
| § 4.1. Четырехполюсник, эквивалентный транзистору | — |
| § 4.2. Система z -параметров и g -параметров транзистора | 59 |
| § 4.3. Определение g -параметров транзистора по его статическим характеристикам | 62 |
| § 4.4. Эквивалентные схемы транзистора в g -параметрах | 65 |
| § 4.5. Система y -параметров и q -параметров транзистора | 69 |
| § 4.6. Система h -параметров транзистора | 70 |
| § 4.7. Определение h -параметров транзистора по его статическим характеристикам | 73 |
| § 4.8. Эквивалентная схема транзистора в h -параметрах | 75 |
| Глава V. Реостатный усилитель с общей базой | 77 |
| § 5.1. Основные параметры усилителя | — |
| § 5.2. Динамические характеристики усилителя | 79 |
| § 5.3. Физические процессы в усилителе и графическое определение его основных параметров | 83 |

| | <i>Стр.</i> |
|---|-------------|
| § 5.4. Аналитический расчет основных параметров усилителя | 87 |
| § 5.5. Частотные свойства усилителя | 89 |
| § 5.6. Усилители с одним источником питания | 97 |
| Глава VI. Реостатный усилитель с общим эмиттером | 101 |
| § 6.1. Динамические характеристики усилителя | — |
| § 6.2. Физические процессы в усилителе и графическое определение его основных параметров | 103 |
| § 6.3. Аналитический расчет основных параметров усилителя | 109 |
| § 6.4. Выходное сопротивление транзистора и транзисторного усилителя | 113 |
| § 6.5. Частотные свойства усилителя | 115 |
| § 6.6. Практические схемы реостатных усилительных каскадов на транзисторе с общим эмиттером | 116 |
| Глава VII. Усилители с эмиттерной и разделенной нагрузкой | 135 |
| § 7.1. Эмиттерные повторители и их основные свойства | — |
| § 7.2. Физические процессы в эмиттерном повторителе и определение его параметров | 139 |
| § 7.3. Парафазные усилители | 143 |
| Глава VIII. Многокаскадные реостатные усилители | 146 |
| § 8.1. Принципиальная и эквивалентная схемы многокаскадного реостатного усилителя | — |
| § 8.2. Физические процессы в многокаскадном реостатном усилителе | 150 |
| § 8.3. Примеры схем многокаскадных реостатных усилителей | 152 |
| Глава IX. Трансформаторные усилители | 158 |
| § 9.1. Общие сведения о трансформаторных усилителях | — |
| § 9.2. Однотактные трансформаторные усилители | 162 |
| § 9.3. Частотные свойства трансформаторного усилителя | 174 |
| § 9.4. Двухтактные трансформаторные усилители | 177 |
| Глава X. Импульсные усилители | 186 |
| § 10.1. Общие сведения об импульсных усилителях | — |
| § 10.2. Частотный спектр видеоимпульсов | 189 |
| § 10.3. Взаимная связь между амплитудно-частотной и переходной характеристиками усилителя | 192 |
| § 10.4. Некорректированный импульсный усилитель | 195 |
| § 10.5. Импульсные усилители с высокочастотной коррекцией | 199 |
| § 10.6. Импульсные усилители с низкочастотной коррекцией | 201 |

Левичев В. Г.

ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

М., Воениздат, 1967 г. 208 ст.
Редактор *Лайко С. М.*
Технический редактор *Соколова Г. Ф.*
Корректор *Болтянская Н. В.*

Сдано в набор 17.6.66.

Подписано к печати 27.10.66.

Формат бумаги 60×90¹/₁₆ — 13 печ. л. = 13 усл. печ. л. 13,153 уч.-изд. л.

Г-34899

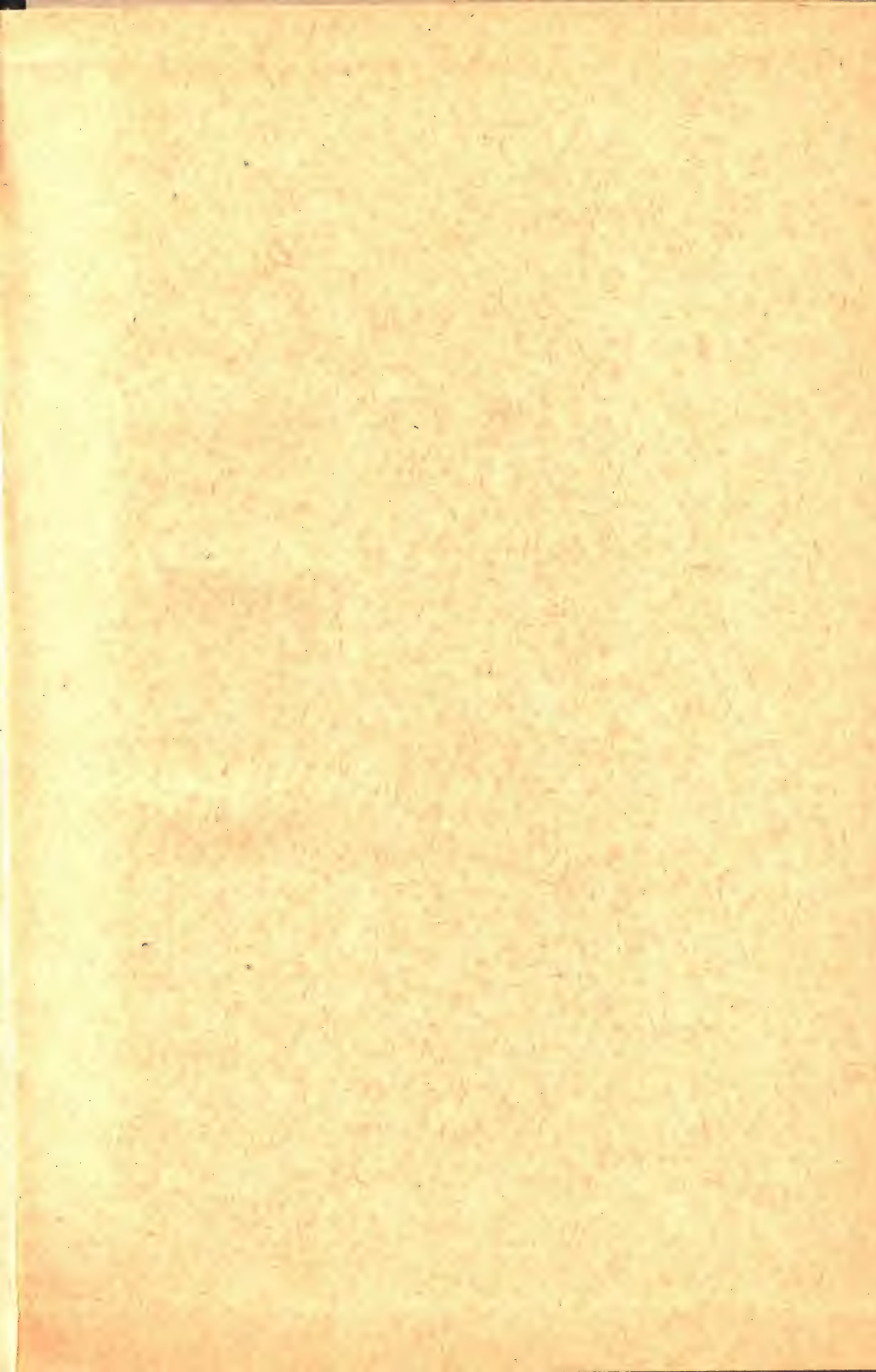
Тираж 50.000.

Изд. № 6/3671

Цена 56 коп.

Зак. 897

2-я типография Военного издательства Министерства обороны СССР
Ленинград, Д-65, Дворцовая пл., 10





Лета 56 год.

THE ABINGTON COUNTY NEWSPAPER